

ALEXANDRE DE SOUZA GROSSE

**CONTROLE DE UM PRÉ-REGULADOR COM ALTO
FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO
MICROCONTROLADOR PIC**

**FLORIANÓPOLIS
1999**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONTROLE DE UM PRÉ-REGULADOR
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA
UTILIZANDO MICROCONTROLADOR
PIC**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

(BU)

ALEXANDRE DE SOUZA GROSSE

Florianópolis, Dezembro de 1999.

CONTROLE DE UM PRÉ-REGULADOR COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO MICROCONTROLADOR PIC

ALEXANDRE DE SOUZA GROSSE

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Hari Bruno Mohr
Orientador

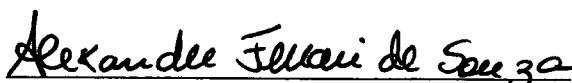


Ildemar Cassana Decker, D. Sc.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.
Presidente



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Dedicatória

À

Deus

“Por que dele, e por meio dele, e para ele são todas as coisas. A ele pois, a glória eternamente. Amém.”

Romanos 11:36

À

minha família

Agradecimentos

Ao meu Orientador, Prof. Hari Bruno Mohr, pelo apoio e dedicação demonstrados.

Aos membros da banca examinadora, pelas sugestões apresentadas.

Aos professores do INEP pelos conhecimentos compartilhados.

Aos técnicos, pela disposição e capacidade de trabalho.

Aos amigos Gunter, Marcus e Marco que compartilharam os trabalhos e as recompensas deste grande desafio.

Aos demais colegas do INEP pelo companheirismo.

À Universidade Federal de Santa Catarina e à CAPES pelo suporte financeiro.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONTROLE DE UM PRÉ-REGULADOR COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO UM MICROCONTROLADOR PIC

Alexandre de Souza Grosse

Dezembro/1999

Orientador: Hari Bruno Mohr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: microcontrolador, controle digital, fator de potência, Boost.

Número de Páginas: 65.

RESUMO: Este trabalho trata de um estudo de controle digital em eletrônica de potência utilizando microcontrolador, em especial o PIC 17C756 da *Microchip*, em um conversor Boost operando como pré-regulador com elevado fator de potência. O enfoque principal é dado no controle da malha de corrente. Parte-se da caracterização do microcontrolador PIC 17C756 e seus periféricos e prossegue-se através do projeto do conversor Boost. São apresentadas as técnicas de projeto de controle utilizando o algoritmo digital PID e a técnica de controle por modo de erro complementar. O trabalho é concluído com a apresentação dos resultados experimentais obtidos em laboratório através da implementação de um protótipo para uma potência de 500W com tensão de saída de 400V e frequência de comutação de 10 kHz.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

A HIGH POWER FACTOR PRE-REGULATOR CONTROL USING A PIC MICROCONTROLLER

Alexandre de Souza Grosse

December /1999

Advisor: Hari Bruno Mohr.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: microcontroller, digital control, power factor, Boost.

Number of Pages: 65.

ABSTRACT. This paper deals with a study in digital control for power electronics making use of a microcontroller, the PIC 17C756 from Microchip, in a Boost converter operating as a high power factor pre-regulator. The main focus is the current loop control. The study starts with a description of the microcontroller and its peripheral devices, after that goes through the project of the Boost converter. A PID control algorithm design technique for digital systems and the complementar error technique are shown. At the end, the experimental results obtained in laboratory of a 500W prototype implementation with output voltage of 400V and switching frequency of 10 kHz are presented.

SUMÁRIO

| | |
|--|------------|
| RESUMO | vi |
| ABSTRACT..... | vii |
| SIMBOLOGIA | x |
| INTRODUÇÃO GERAL | 1 |
| 1. O MICROCONTROLADOR PIC17C756 | 3 |
| 1.1 Introdução | 3 |
| 1.2 A Família PIC | 3 |
| 1.3 O Pic 17C756 | 4 |
| 1.4 Periféricos | 6 |
| 1.4.1 O Módulo PWM | 6 |
| 1.4.2 O Conversor A/D | 7 |
| 1.5 Experimentação do Conversor A/D do PIC | 10 |
| 2. PROJETO DO CONVERSOR BOOST | 14 |
| 2.1 Introdução | 14 |
| 2.2 Projeto do Conversor Boost | 14 |
| 2.3 Resultados de Simulação | 22 |
| 2.3.1 Formas de Onda | 23 |
| 2.4 Sensores | 24 |
| 2.4.1 Sensor de Corrente | 24 |
| 2.4.2 Sensor da Tensão de Saída | 26 |
| 2.4.3 Sensor da Tensão de Entrada | 27 |
| 2.5 Circuito de Comando | 27 |

| | | |
|-------|-----------------|----|
| 2.5.1 | Simulação | 29 |
|-------|-----------------|----|

3. PROJETO DO CONTROLDOR DIGITAL32

| | | |
|-----|------------------|----|
| 3.1 | Introdução | 32 |
|-----|------------------|----|

| | | |
|-----|------------------------------------|----|
| 3.2 | Modelagem do Conversor Boost | 32 |
|-----|------------------------------------|----|

| | | |
|-----|-----------------------------------|----|
| 3.3 | Projeto de Controle Digital | 35 |
|-----|-----------------------------------|----|

| | | |
|-------|-------------------------------------|----|
| 3.3.1 | Controle pelo Método Indireto | 36 |
|-------|-------------------------------------|----|

| | | |
|-------|-----------------|----|
| 3.3.2 | Simulação | 40 |
|-------|-----------------|----|

| | | |
|-------|-----------------------------------|----|
| 3.3.3 | Controle pelo Método Direto | 41 |
|-------|-----------------------------------|----|

| | | |
|-----|---|----|
| 3.4 | Controle pelo Modo de Operação de Erro Complementar | 46 |
|-----|---|----|

| | | |
|-----|----------------------------------|----|
| 3.5 | Implementação do Algoritmo | 48 |
|-----|----------------------------------|----|

| | | |
|-------|-----------------------|----|
| 3.5.1 | Controlador PID | 48 |
|-------|-----------------------|----|

| | | |
|-------|--|----|
| 3.5.2 | Modo de Controle por Erro Complementar | 50 |
|-------|--|----|

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS51

| | | |
|-----|------------------|----|
| 4.1 | Introdução | 51 |
|-----|------------------|----|

| | | |
|-----|--------------------------------|----|
| 4.2 | Resultados Experimentais | 51 |
|-----|--------------------------------|----|

| | | |
|-----|-------------------------------|----|
| 4.3 | Definição do Processador..... | 60 |
|-----|-------------------------------|----|

| | | |
|-----|-----------------|----|
| 4.4 | Conclusão | 62 |
|-----|-----------------|----|

CONCLUSÃO GERAL64

ANEXOS

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SIMBOLOGIA

1. Símbolos adotados nos equacionamentos

| Símbolo | Significado | Unidade |
|----------------------|---|-----------------|
| η | Rendimento | |
| ξ | Fator de amortecimento | |
| ω_a | Frequência de amostragem | rad/s |
| ω_d | Frequência natural amortecida | rad/s |
| ΔI | Ondulação na corrente no indutor | % |
| $\Delta i(\omega t)$ | Função ondulação de corrente no indutor | A |
| ΔI_{\max} | Ondulação máxima na corrente no indutor | A |
| ω_n | Frequência natural não amortecida | rad/s |
| μ_o | Permeabilidade magnética do vácuo | |
| ΔV_o | Ondulação na tensão de saída | % |
| A_e | Área da seção transversal da perna central do núcleo | cm ² |
| A_w | Área da janela do núcleo | cm ² |
| B_m | Densidade máxima de fluxo magnético | T |
| $c_i(t)$ | Sinal a ser controlado | |
| $c_{ia}(t)$ | Sinal a ser controlado aplicando a técnica de erro complementar | |
| C_o | Capacitor de filtragem da tensão de saída | F |
| C_s | Capacitor do snubber | F |
| D | Razão cíclica | |
| $d(t)$ | Função razão cíclica no tempo | |
| DC_x | Valor decimal que representa a razão cíclica da saída PWMx do PIC17C756 | |
| D_{\min} | Razão cíclica mínima | |
| $e(nT)$ | Sinal de erro no instante de amostragem nT | |
| $e_i(t)$ | Sinal de erro | |
| $e_{ia}(t)$ | Sinal de erro complementar | |
| f_c | Frequência de cruzamento | Hz |
| F_{PWM} | Frequência do sinal PWM da saída PWMx do PIC17C756 | Hz |
| f_{rede} | Frequência da rede elétrica | Hz |
| f_s | Frequência de comutação | Hz |
| f_{temp} | Fator de temperatura para ajuste da resistência de condução do MOSFET | |
| $i(t)$ | Função que representa a corrente no indutor no tempo | A |
| i_{B1} | Corrente na base do transistor Q1 | A |
| i_{B2} | Corrente na base do transistor Q2 | |
| i_{C1} | Corrente no coletor do transistor Q1 | A |
| I_D | Corrente de dreno nominal para o MOSFET | A |
| $I_{d_{med}}$ | Corrente média no diodo de saída | A |
| $I_{dr_{med}}$ | Corrente média nos diodos retificadores | A |
| I_{ef} | Corrente eficaz de entrada | A |
| I_{FAV} | Corrente média nominal | A |
| I_p | Corrente de pico de entrada | A |
| I_{RM} | Corrente de recuperação reversa | A |
| I_{SN} | Corrente no resistor do snubber | A |
| I_{Sef} | Corrente eficaz no interruptor S | A |

| | | |
|-----------------|---|-------------------|
| I_{sense} | Tensão correspondente à corrente lida no sensor de corrente | V |
| J_m | Densidade de corrente | A/cm ² |
| K | Constante | |
| K_1 | Constante | |
| K_2 | Constante | |
| K_d | Coefficiente da parcela diferencial do controlador PID | |
| K_i | Coefficiente da parcela integral do controlador PID | |
| K_{Isense} | Ganho do sensor de corrente | |
| K_p | Coefficiente da parcela proporcional do controlador PID | |
| K_{Vsense} | Ganho do sensor de tensão | |
| K_w | Fator de ocupação da janela do núcleo | |
| L | Indutor principal | H |
| l_g | largura do entre-ferro | cm |
| N | Número de espiras | |
| nT | Instante de amostragem | |
| P_{com} | Perdas por comutação | W |
| P_{cond} | Perdas por condução | W |
| P_o | Potência de saída | W |
| PR_x | Registro de período x do PIC17C756 | |
| P_s | Potência dissipada no snubber | W |
| P_{SH} | Potência dissipada no resistor shunt | |
| P_{total} | Perdas totais | W |
| PWMxDC | Registro de 10 bits onde se armazena o valor da razão cíclica | |
| $R_{\theta cs}$ | Resistência térmica cápsula dissipador | °C/W |
| $R_{\theta ja}$ | Resistência térmica junção ambiente | °C/W |
| $R_{\theta jc}$ | Resistência térmica junção cápsula | °C/W |
| $R_{\theta sa}$ | Resistência térmica dissipador ambiente | °C/W |
| R_{B1} | Resistor da base do transistor Q1 | Ohms |
| R_{C1} | Resistor do coletor do transistor Q1 | Ohms |
| $R_{DS(on)}$ | Resistência de condução do MOSFET | Ohms |
| $r_i(t)$ | Sinal de referência | |
| $r_{ia}(t)$ | Sinal de referência para o modo de erro complementar | |
| R_s | Resistência de saída da fonte de sinal para o conversor A/D | Ohms |
| R_{SH} | Resistor shunt | Ohms |
| R_{SN} | Resistor do snubber | Ohms |
| S_{cu} | Área de cobre | cm ² |
| T_a | Período de amostragem | s |
| T_a | Temperatura ambiente | °C |
| T_{ACQ} | Tempo de aquisição | s |
| T_{AD} | Tempo de conversão por bit | s |
| T_{AMP} | Tempo de acomodação do amplificador de entrada do conversor A/D | s |
| T_{CAP} | Tempo de carga do capacitor do conversor A/D | s |
| T_{COEF} | Tempo em função do coeficiente de temperatura do conversor A/D | s |
| T_{CONV} | Tempo total de conversão | s |
| $td_{(off)}$ | Tempo de atraso no bloqueio | s |
| $td_{(on)}$ | Tempo de atraso na entrada em condução | s |
| Temp | Temperatura | °C |
| t_f | Tempo de descida | s |
| T_j | Temperatura na junção | °C |
| T_{OSC} | Período de oscilação do cristal do PIC17C756 | s |

| | | |
|-------------|---|---|
| T_{PWMx} | Período do sinal PWM da saída x do PIC17C756 | s |
| t_r | Tempo de subida | s |
| t_{rr} | Tempo de recuperação reversa | s |
| T_s | Período de comutação | s |
| $u(nT)$ | Sinal de saída no instante nT | |
| V_{CC} | Tensão de alimentação dos circuitos auxiliares | V |
| V_{dP} | Tensão máxima reversa no diodo de saída | V |
| V_{drP} | Tensão máxima reversa nos diodos retificadores | V |
| V_{DSS} | Tensão máxima de bloqueio suportada pelo MOSFET | V |
| V_F | Queda de tensão do diodo em condução | V |
| V_{in} | Tensão eficaz de entrada | V |
| V_{is} | Tensão de saída do sensor de tensão de entrada | V |
| V_o | Tensão de saída | V |
| V_{off} | Valor da tensão no interruptor quando a corrente se anula no bloqueio | V |
| V_{or} | Tensão de saída do sensor de corrente | V |
| V_{os} | Tensão de saída do sensor de tensão de saída | V |
| V_P | Tensão de pico de entrada | V |
| V_{PIC} | Tensão máxima de saída do sinal PWM do PIC17C756 | V |
| V_r | Tensão no resistor shunt | V |
| V_{RRM} | Tensão máxima reversa suportada pelo diodo | V |
| V_{sense} | Tensão de saída do sensor de tensão | V |
| V_{Sp} | Tensão de bloqueio do interruptor S | V |

2. Acrônimos e abreviaturas

| | Significado |
|--------|--|
| A/D | Analogóico digital |
| CAPES | Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior |
| CC-CC | Corrente contínua – Corrente contínua |
| DSP | <i>Digital signal processor</i> |
| INEP | Instituto de eletrônica de potência |
| LSb | <i>Least significant bit</i> |
| MOSFET | <i>Metal-oxide-Semiconductor Field-effect Transistor</i> |
| MSPS | <i>Mega sample per second</i> |
| PFC | <i>Power factor corrector</i> |
| PIC | <i>Peripheral interface controller</i> |
| PID | Proporcional integral derivativo |
| PWM | <i>Pulse width modulation</i> |
| THD | <i>Total harmonic distortion</i> |
| UFSC | Universidade Federal de Santa Catarina |

3. Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

| Símbolo | Significado |
|---------|--------------------|
| C | Capacitor |
| D | Diodo |
| L | Indutor |
| Q | Transistor |
| R | Resistor |
| S | Interruptor |
| Tr | <i>Trimpot</i> |
| Z | Diodo <i>Zener</i> |

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

| Símbolo | Unidade |
|----------|---------|
| Ω | Ohm |
| A | Ampère |
| F | Farad |
| H | Henry |
| Hz | Hertz |
| m | metro |
| s | segundo |
| T | Tesla |
| V | Volt |
| W | Watt |

INTRODUÇÃO GERAL

A proposta inicial dos microcontroladores era substituir sistemas lógicos de implementação complexa concentrando num só dispositivo todas as suas funções. O uso de microcontroladores era restrito devido às suas limitações de processamento matemático e metodologia de aquisição de dados. Com o grande desenvolvimento tecnológico ocorrido nas últimas duas décadas, os microcontroladores passaram a possuir uma maior capacidade de processamento e dispositivos periféricos que proporcionaram aos microcontroladores uma grande abrangência no mercado.

Os sistemas analógicos, apesar de serem dominados hoje em termos de tecnologia, estão cada vez mais abrindo espaço para o emprego de dispositivos digitais. Já existem técnicas analógicas que apresentam resultados excelentes para os mais diversos campos da eletrônica, entretanto cada uma delas está sujeita à ação do tempo sobre os componentes, variação em função da temperatura e dificuldades de atualização de projeto, já que para isso, na maioria das vezes, seria necessário a substituição de componentes. Com isso tem-se sistemas rígidos, com grande número de componentes, limitados à teoria linear e sujeitos a variações em função do tempo e da temperatura.

O emprego de sistemas digitais vem crescendo vertiginosamente e tem condição de substituir a maioria dos circuitos analógicos em uso nas mais diversas aplicações atuais. As grandes vantagens dos sistemas digitais são a flexibilidade e a confiabilidade. O projeto é realizado através de software, isso permite que as atualizações sejam realizadas no programa, sem que haja a necessidade de se alterar fisicamente os componentes. A implementação via software também faz com que o sistema adquira insensibilidade às variações do meio, proporcionando um comportamento preciso que garante a confiabilidade. Além disso, podem ser usadas técnicas avançadas de controle não-linear, como lógica *fuzzy* e redes neurais entre outras.

Dentro deste contexto surge o microcontrolador PIC da *Microchip*, um dispositivo com uma arquitetura avançada, com periféricos de alto desempenho, com grande divulgação no mercado, com baixo custo e simplicidade de projeto. Com tantas vantagens

a questão é, até onde pode se chegar com um dispositivo como este? Como este microcontrolador pode ser empregado em eletrônica de potência? Juntamente com as respostas para estas questões, este trabalho pretende apresentar uma técnica de controle digital que seja adequada para ser implementada através de um microcontrolador como o PIC na área de eletrônica de potência.

A proposta deste trabalho é desenvolver um projeto de controle digital em tempo real para um conversor Boost operando como pré-regulador com elevado fator de potência, utilizando um microcontrolador da série PIC. Serão apresentados o projeto do conversor, o projeto completo de dois controladores digitais possíveis para a malha de corrente do conversor e um estudo dos periféricos do PIC voltado à área de controle digital para eletrônica de potência.

1. O MICROCONTROLADOR PIC17C756

1.1 Introdução

Neste capítulo será dada uma noção geral sobre a família do microcontroladores PIC com enfoque em seus periféricos mais importantes para a aplicação em eletrônica de potência. Será tratada a questão do tempo de conversão A/D do PIC17C756, mostrando como ele pode ser determinado e como poderia ser otimizado mantendo as características de uma conversão adequada.

1.2 A família PIC

Os primeiros PICs surgiram por volta de 1975 [5] e foram projetados com o intuito de auxiliar o controle da entrada e saída de dados de um outro microcontrolador, daí surgindo o nome PIC, Controlador de Interface Periférica, em inglês, *Peripheral Interface Controller*. As primeiras unidades eram rápidas, porém eram limitadas e com um número muito reduzido de instruções. Na década de 80 os PICs evoluíram chegando aos modelos clássicos PIC 16C5x, prosseguindo até hoje com o modelo mais recente PIC 18Cxxx de alto desempenho.

Os PICs se destacam dos demais microcontroladores por suas características provenientes de sua arquitetura, técnica de paralelismo, tamanho padrão das palavras de instrução e conjunto de instruções reduzido (tecnologia RISC). O baixo custo, a simplicidade e a disponibilidade das ferramentas e informações de apoio de desenvolvimento são outros motivos que fazem a família PIC popular.

A família PIC pode ser dividida basicamente em três categorias, a categoria de dispositivos de baixo, médio e alto desempenho. Cada uma destinada a atingir uma faixa de aplicações relacionando custo e complexidade de acordo com as especificações do projeto. As aplicações para os PICs são extensas englobando as mais diversas áreas como por exemplo brinquedos, equipamentos de segurança, telecomunicações, indústria automotiva, tratamento de sinais, eletrônica de potência, etc.

1.3 O PIC 17C756

O PIC17C756 é um dos mais completos microcontroladores possuindo um grande número de periféricos, simplicidade, pequeno número de instruções, e alto desempenho. Isto faz dele uma ótima opção para se começar o desenvolvimento de um projeto. O PIC17C756 pode realizar uma multiplicação de 8x8 bits em um único ciclo, isto diminui enormemente o tempo de processamento permitindo que ele seja utilizado em sistemas que necessitam de rotinas de matemática simples.

O PIC 17C756 possui arquitetura tipo *Harvard*, ela trabalha com dois segmentos de memória, um para memória de programa e outro para memória de dados. Esta característica destaca o PIC frente aos dispositivos que utilizam a tradicional arquitetura *von Neumann* que possui um só segmento para as memórias de dados e de programa. Assim, o PIC pode trabalhar com tamanhos diferentes para as palavras de instrução e para as palavras de dados. As palavras de instrução do PIC 17C756 são de 16 bits enquanto que as palavras de dados são de 8 bits. Uma vez que o barramento de memória de programa do PIC é de 16 bits, uma instrução pode ser buscada pelo barramento em um único ciclo de *clock*.

A arquitetura também compreende o uso da técnica de paralelismo (*pipeline*) de dois estágios, ou seja, uma instrução pode ser executada ao mesmo tempo em que outra instrução é buscada pela CPU num mesmo ciclo de *clock*. Abaixo estão listadas as características e dispositivos periféricos do PIC 17C756 :

- ❑ Possui 68 pinos
- ❑ Multiplicador de *hardware* 8x8 bits
- ❑ 18 fontes de interrupção
- ❑ Pilha de 16 níveis
- ❑ Endereçamento direto, indireto e relativo
- ❑ Execução de programa de memória interno / externo

- ❑ Velocidade de operação máxima de 33 MHz (ciclo de instrução de 121 ns)
- ❑ Apenas 58 instruções de uma só palavra
- ❑ Capacidade de endereçamento de 64K x 16 de espaço de memória de programa
- ❑ 50 pinos I/O com controle individual de direção
- ❑ Alta corrente *sink* / *source* para comando direto de LED
- ❑ Quatro pinos de captura de entrada
- ❑ Possui três saídas PWM
- ❑ Possui quatro temporizadores / contadores (*timers* / *counters*)
- ❑ Dois receptores / transmissores síncronos / assíncronos independentes
- ❑ Conversor analógico digital de 12 canais
- ❑ Porta serial síncrona (SSP) com modos SPI e I²C
- ❑ *Power-on Reset* (POR), *Power-up Timer* (PWRT) e *Oscillator Start-up Timer* (OST)
- ❑ *Watchdog Timer* (WDT) com o próprio oscilador RC para operações seguras
- ❑ *Brown-out Reset*
- ❑ Proteção de código
- ❑ Economia de energia no modo *SLEEP*
- ❑ Opções de oscilador selecionáveis

Frente as características mostradas acima fica definido o PIC17C756 como o dispositivo a ser empregado para o projeto proposto.

1.4 Periféricos

O microcontrolador PIC 17C756 possui uma série de periféricos dentre os quais se destacam, para a aplicação em eletrônica de potência, as saídas PWM e o conversor A/D. Os demais periféricos são importantes para, na fase de desenvolvimento, obter dados para a confirmação do correto funcionamento do programa. Um exemplo disso foi a utilização da comunicação serial para os testes realizados com o conversor A/D, este assunto será abordado mais tarde com detalhes. As informações a seguir foram obtidas em [10].

1.4.1 O módulo PWM

O PIC17C756 possui três saídas PWM (*Pulse Width Modulation*) independentes. O período da saída PWM1 é determinado através de *software* pelo TIMER1 e pelo registro de período PR1. O período das saídas PWM2 e PWM3 pode ser configurado individualmente. Para calcular o período do sinal PWM de qualquer uma das saídas é utilizada a seguinte expressão:

$$T_{PWMx} = [(PRx) + 1] \times 4T_{OSC} \quad (1.1)$$

Sendo PRx em valor decimal e T_{OSC} o período de pulso do *clock*.

A resolução que o PWM pode atingir depende da frequência de operação do dispositivo e também da frequência do sinal PWM (F_{PWM}). A máxima resolução para uma dada frequência do sinal PWM é obtida a partir da seguinte equação:

$$\text{Resolução} = \frac{\log\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\log(2)} \text{ bits} \quad (1.2)$$

Onde : $F_{PWM} = 1 / T_{PWM}$. O cálculo da razão cíclica é dado abaixo:

$$PWMxDC = (DCx) \times T_{OSC} \quad (1.3)$$

Onde DCx representa o valor de 10-bits em decimal dos registros $PWxDCH:PWxDCL$. Para a razão cíclica ser de 100%, o valor de $PWxDCH$ deve ser maior que PRx e para razão cíclica nula basta fazer $DCx = 0$.

1.4.2 O conversor A/D

A conversão A/D dos microcontroladores da Microchip é realizada pela técnica de aproximações sucessivas. A figura 1.1 mostra um gráfico comparativo entre as técnicas de conversão existentes hoje [17]. A técnica de aproximações sucessivas apresenta, como vantagens, a simplicidade e o baixo custo e, como desvantagem, o limite no número de amostras por segundo, alcançando no máximo em torno de 1MSPS (*Mega Sample Per Second*).

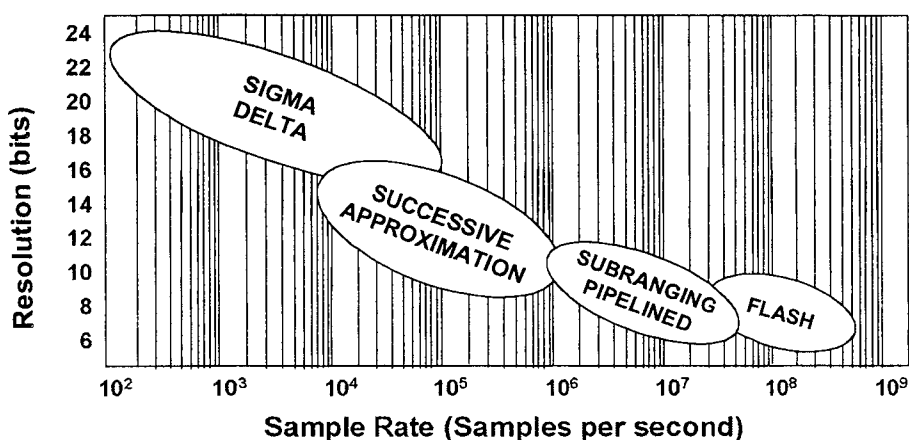


Figura 1.1. Gráfico comparativo das técnicas de conversão A/D.

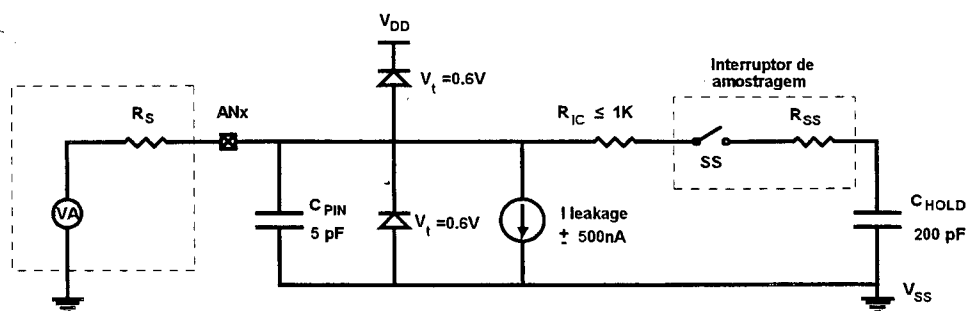


Figura 1.2. Modelo analógico do conversor A/D.

O PIC17C756 possui um conversor A/D de 10 bits com 12 entradas multiplexadas. A figura 1.2 mostra o modelo analógico do conversor A/D.

C_{PIN} = capacitância de entrada

V_t = tensão de limiar

R_{IC} = resistência de interconexão

SS = interruptor de amostragem

C_{HOLD} = capacitor de amostragem e retenção(*sample and hold*)

Basicamente existem três tempos que precisam ser respeitados na conversão A/D do PIC17C756, o tempo de aquisição, o tempo de conversão e o tempo de espera. Cada um destes tempos será analisado a seguir.

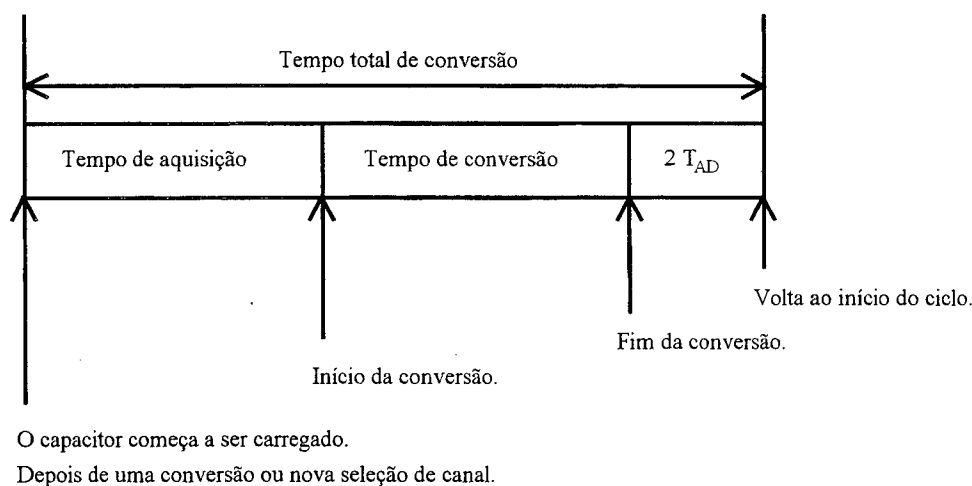


Figura 1.3. Ilustração gráfica do tempo total de conversão.

Para que o conversor atinja sua precisão especificada deve-se permitir que o capacitor de amostragem e retenção seja completamente carregado pela tensão no canal de entrada do conversor. As equações que determinam o tempo de aquisição são dadas abaixo.

$$T_{AMP} = 10\mu s$$

$$T_{COEF} = 0,05 \times 10^{-6} \times (Temp - 25) \quad (1.3)$$

$$T_{CAP} = 1,5248 \times 10^{-9} \cdot (8 \times 10^3 + R_s) \quad (1.4)$$

$$T_{ACQ} = T_{AMP} + T_{CAP} + T_{COEF} \quad (1.5)$$

O tempo de aquisição deve ocorrer após o capacitor ter sido conectado ao canal de entrada analógico selecionado e antes da conversão ser iniciada.

Para se determinar o tempo de conversão é necessário primeiro que se tenha escolhido o *clock* de conversão. O *clock* de conversão deve ser escolhido de forma a garantir um T_{AD} mínimo de 1,6 μs , sendo que T_{AD} é o tempo de conversão por bit. As opções de *clock* de conversão são 8 T_{OSC} , 32 T_{OSC} , 64 T_{OSC} e oscilador RC interno. Para uma conversão completa de 10 bits são necessários no mínimo 12 T_{AD} , ou seja, 19,2 μs , com T_{AD} mínimo. Num caso específico onde a frequência de oscilação seja de 10MHz o mínimo *clock* de conversão que pode ser configurado é 32 T_{OSC} , com isso o tempo de conversão por bit fica sendo o valor calculado conforme a equação (1.6).

$$T_{AD} = \frac{32}{F_{OSC}} = \frac{32}{10 \times 10^6} = 3,2 \times 10^{-6} s \quad (1.6)$$

Portanto, o tempo necessário para o processador realizar uma conversão será de:

$$12 \times 3,2 \mu = 38,4 \mu s \quad (1.7)$$

É necessário um tempo de espera após o término de uma conversão e o início da próxima aquisição, segundo [10], o tempo mínimo especificado é de 2 T_{AD} . O tempo total de conversão é a soma dos três tempos apresentados acima. Segue um exemplo do cálculo do tempo total de conversão do PIC 17C756.

Exemplo:

$$R_s = 10 k\Omega$$

$$Temp = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$F_{OSC} = 10\text{ MHz}$$

$$T_{AD} = 32\ T_{OSC}$$

$$T_{AMP} = 10\ \mu\text{s}$$

Com isso tem-se,

$$T_{CAP} = 27,447\ \mu\text{s}$$

$$T_{COEF} = 1,25\ \mu\text{s}$$

$$T_{ACQ} = (27,447 + 1,25 + 10)\mu = 38,697\mu\text{s}$$

$$T_{AD} = 3,2\ \mu\text{s}$$

$$T_{CONV} = T_{ACQ} + 12\ T_{AD} + 2\ T_{A/D} \quad (1.8)$$

$$T_{CONV} = (38,697 + 38,4 + 6,4)\mu\text{s}$$

$$T_{CONV} = 83,497\ \mu\text{s}$$

O tempo total para que ocorra uma conversão é, para este caso, de 83,497 μs . Tendo em vista que este tempo é muito grande, é necessário buscar meios para diminuir o tempo total de conversão e verificar por meios práticos se a solução é de fato viável.

1.5 Experimentação do conversor A/D do PIC

Para verificar o comportamento do conversor A/D do PIC será utilizado o módulo de transmissão serial. Através desta ferramenta será possível obter o valor digital correspondente ao sinal analógico de entrada do conversor A/D. A partir dos dados obtidos será possível reconstruir o sinal de entrada e analisá-lo. Com isso espera-se explorar os limites de tempo e precisão do conversor A/D.

Para a obtenção dos dados, foi implementado um programa especial para este experimento que funciona em duas etapas. Na primeira etapa são feitas as aquisições e conversões dos dados analógicos, armazenando-os numa tabela com capacidade de guardar até 255 resultados. Na etapa seguinte, o módulo de conversão A/D é desligado e todos os dados armazenados na tabela são transmitidos via serial para um microcomputador onde são devidamente tratados. Este procedimento se faz necessário por que o processo de aquisição e conversão dos valores analógicos não pode ser interrompido para a transmissão dos dados. A transmissão via serial necessita de rotinas de tempo para que os dados possam ser transmitidos com integridade. Tendo em vista que se deseja avaliar os tempos relacionados à conversão A/D, a separação das duas etapas é imprescindível.

Os testes foram realizados utilizando como sinal uma senóide de 2,5V de amplitude com 2,5V de nível DC na frequência de 60 Hz, garantindo uma variação senoidal de 0 a 5V. Foram realizados dois programas para testar o funcionamento do conversor A/D, o primeiro utiliza um único canal e realiza uma única amostragem, o segundo utiliza dois canais e realiza duas amostragens, uma no canal conectado ao sinal de referência e outra num canal conectado ao terra. O resultado dos testes deve mostrar como se comporta o conversor em situações diferentes de carga e descarga do capacitor de amostragem e retenção garantindo uma análise confiável.

Segundo [10], o tempo mínimo de aquisição necessário é o tempo de acomodação do amplificador, $T_{AMP} = 10 \mu s$, mas este tempo mínimo só pode ser usado se a nova tensão de entrada não mudar mais que 1LSb em relação ao último valor amostrado; 1 LSb (*Least significant bit*) corresponde a 4,88 mV para tensão máxima de 5V. A figura 1.4 mostra o resultado obtido utilizando-se um único canal. Para este caso, a amostragem se mostrou adequada mesmo para um tempo de aquisição igual a zero. Os únicos tempos envolvidos foram o tempo de espera e o tempo de conversão num total de 44,8 μs para cada ciclo inteiro de amostragem.

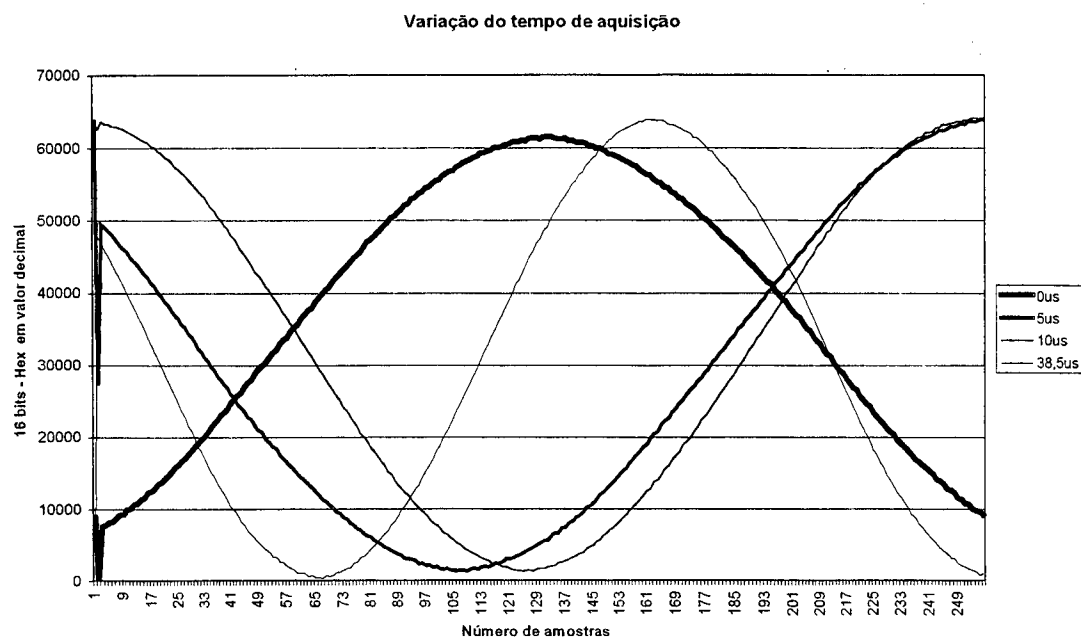


Figura 1.4. Variação do tempo de aquisição de 0 a 38,5 μ s para um único canal.

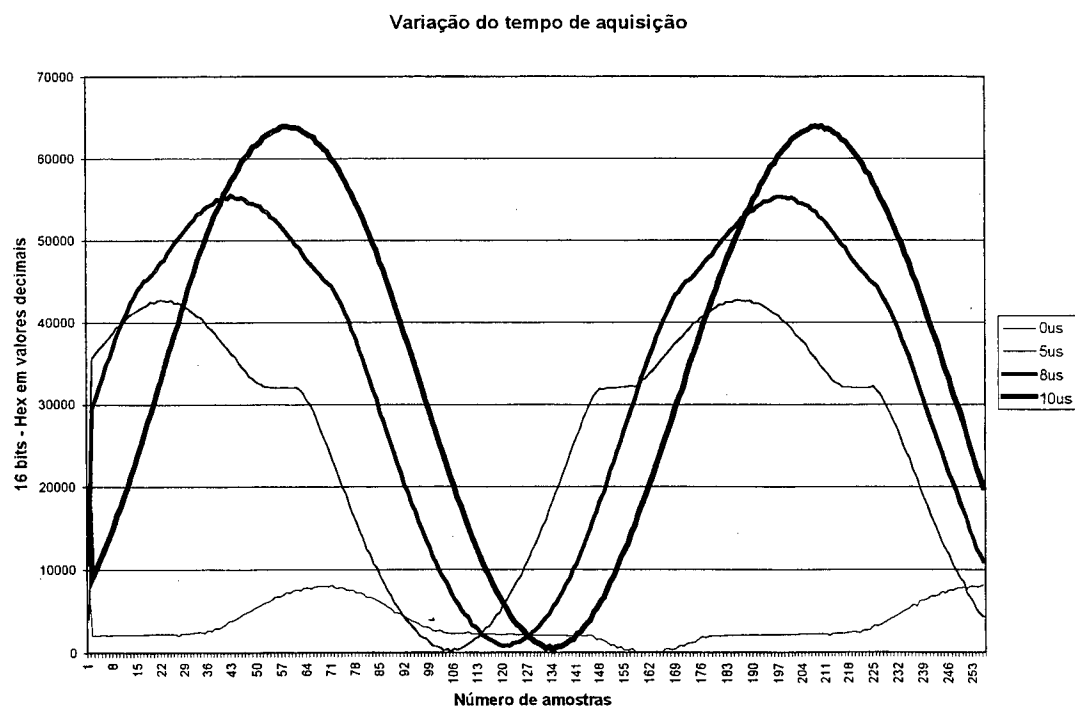


Figura 1.5. Variação do tempo de aquisição de 0 a 10 μ s para dois canais.

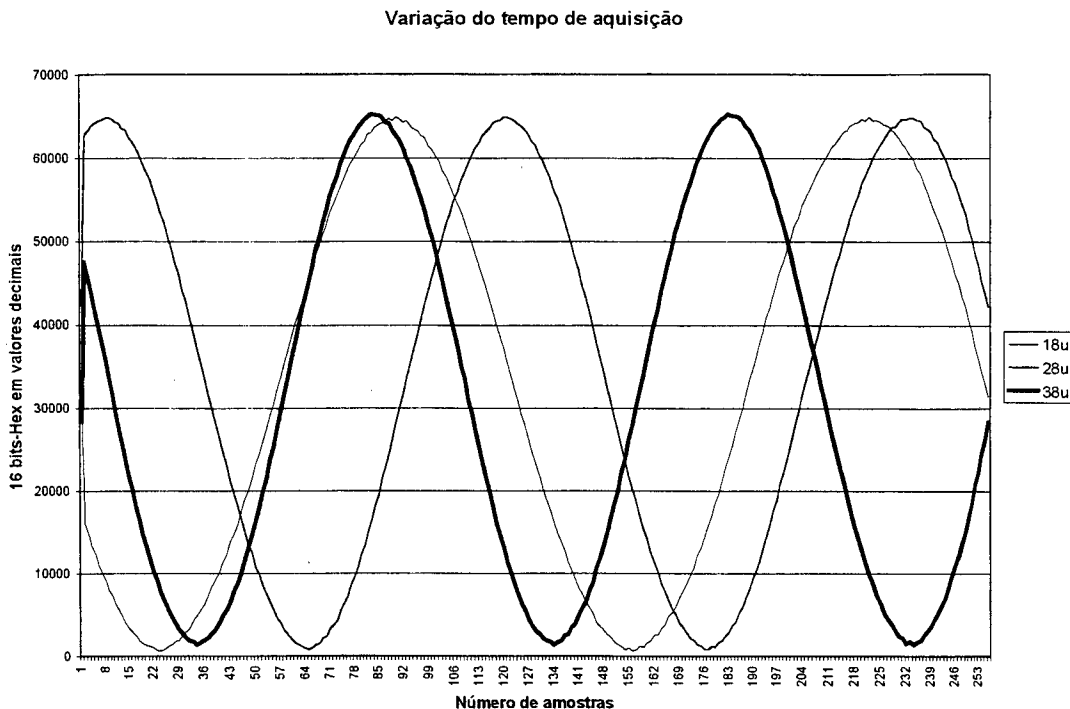


Figura 1.6. Variação do tempo de aquisição de 18 a 38 μ s para dois canais.

As figuras 1.5 e 1.6 mostram o resultado da conversão A/D para o segundo programa utilizando dois canais de amostragem. Para tempos de aquisição menores que 10 μ s o sinal começa a ser distorcido mostrando que, para estas condições, o tempo mínimo de aquisição para o PIC 17C756 é 10 μ s, de acordo com [10]. O tempo total de amostragem A/D neste caso é de 54,8 μ s ($T_{AD}=3,2\mu$ s). Portanto, dependendo do número de canais a serem utilizados e do comportamento do sinal a ser amostrado, o tempo de aquisição pode ser alterado. Deve-se ter em mente que para esta operação é necessário cautela, pois pode comprometer a precisão do sinal amostrado, como foi mostrado na figura 1.5.

2. PROJETO DO CONVERSOR BOOST

2.1 Introdução

Neste capítulo será abordado a análise e o projeto do conversor Boost aplicado à correção do fator de potência. Serão projetados os sensores para a leitura da tensão de entrada e corrente no indutor, também será apresentado o projeto do circuito *driver* utilizado para comandar o interruptor.

2.2 Projeto do conversor Boost

A seguir é mostrado o projeto do conversor Boost empregado como pré-regulador com alto fator de potência. O projeto será desenvolvido visando a utilização da técnica de controle da corrente de entrada por valores médios instantâneos, tendo em vista, a baixa distorção harmônica da corrente de entrada e o fator de potência praticamente unitário que esta técnica proporciona. O conversor Boost será operado em modo de condução contínua. O circuito a ser projetado pode ser visto na figura 2.1.

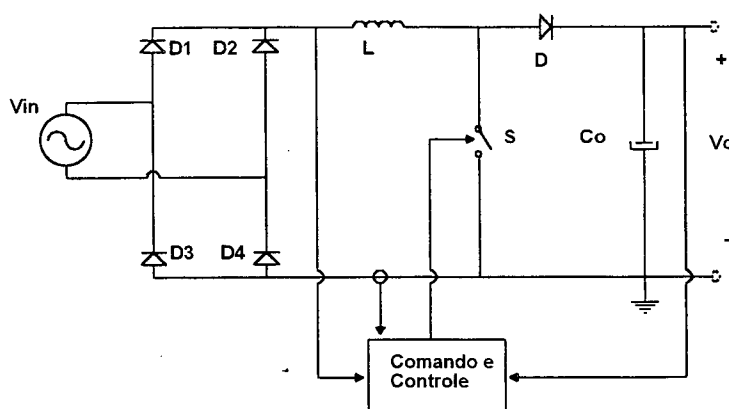


Figura 2.1. Conversor Boost empregado como pré-regulador com alto fator de potência.

Dados:

Tensão eficaz de entrada: $V_{in}=220V$

Tensão de saída: $V_o=400V$

Potência de saída: $P_o=500W$

Frequência de comutação: $f_s=10kHz$

Ondulação da tensão de saída(pico a pico): $\Delta V_o=5\%$

Ondulação da corrente de entrada(pico a pico): $\Delta I=10\%$

O projeto foi realizado utilizando o procedimento de projeto indicado por [2], a seguir encontra-se o projeto.

A. Corrente de entrada**Corrente eficaz de entrada**

$$I_{ef} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}} = \frac{500}{0,95 \cdot 220} = 2,39A \quad (2.1)$$

Considerando um rendimento de 95%.

Corrente de pico de entrada

$$I_p = I_{ef} \cdot \sqrt{2} = 3,38A \quad (2.2)$$

Máxima ondulação na corrente de entrada

$$\Delta I_{max} = \Delta I \cdot I_p = 0,10 \times 3,38 = 0,338A \quad (2.3)$$

B. Indutor Boost

$$L = 0,32 \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{\Delta I_{max} \cdot f_s} = 0,32 \frac{311,13}{0,338 \times 10 \times 10^3} = 29,427 \times 10^{-3} \text{ H} \quad (2.4)$$

C. Capacitor da saída

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi \cdot 2f_{rede} \cdot V_o \left(V_o \frac{\Delta V_o}{2 \times 100} \right)} = \frac{500}{2\pi \times 2 \times 60 \times 400 \left(400 \frac{0,05}{2} \right)} = 165,786 \times 10^{-6} \text{ F} \quad (2.5)$$

Adota-se o valor de 220μF para o capacitor de saída.

D. Cálculo físico do indutor

Considerando:

$$K_w = 0,7$$

$$B_m = 0,3$$

$$J_m = 400 \text{ A/cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_p \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_m \cdot J_m} = \frac{29,43 \times 10^{-3} \times 3,38 \times 2,39 \times 10^4}{0,7 \times 0,3 \times 400} = 28,3 \text{ cm}^4 \quad (2.6)$$

Utiliza-se o núcleo especial EE-65/52, composto por quatro núcleos EE-65/13, material IP-12.

$$A_e A_w = 28,97 \text{ cm}^4$$

$$A_e = 10,58 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 2,74 \text{ cm}^2$$

Determina-se o número de espiras e o valor do entreferro.

$$N = \frac{L \cdot (I_p + 0,5 \cdot \Delta I_{\max}) \cdot 10^4}{B_m \cdot A_e} = \frac{29,43 \times 10^{-3} \cdot (3,38 + 0,5 \times 0,338) \times 10^4}{0,3 \times 10,576} \cong 330 \text{ espiras} \quad (2.7)$$

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{(330)^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 10,576 \times 10^{-2}}{29,43 \times 10^{-3}} = 0,492 \text{ cm} \quad (2.8)$$

Escolhe-se a bitola do condutor.

$$S_{cu} = \frac{I_{ef}}{J_m} = \frac{2,39}{400} = 5,98 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (2.9)$$

Utiliza-se o condutor de 0.91mm de diâmetro ($0,006527 \text{ cm}^2$ – 19 AWG).

E. Esforços nos componentes

Corrente eficaz no interruptor para um ciclo da rede

$$I_{s_{ef}} = \sqrt{I_{ef}^2 - \frac{3}{8} \left(\frac{V_p \cdot I_p}{V_o} \right)^2} = \sqrt{(2,39)^2 - \frac{3}{8} \left(\frac{311,13 \times 3,38}{400} \right)^2} = 1,77 \text{ A} \quad (2.10)$$

Tensão máxima sobre o interruptor

$$V_{s_p} = V_o + \left(\frac{\Delta V_o \cdot V_o}{2 \times 100} \right) = 400 + \left(\frac{400 \times 0,05}{2} \right) = 410 \text{ V} \quad (2.11)$$

Corrente média no diodo de saída

$$I_{d_{med}} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500}{400} = 1,25 \text{ A} \quad (2.12)$$

Tensão reversa máxima sobre o diodo de saída

$$V_{d_p} = V_{s_p} = 410 \text{ V} \quad (2.13)$$

Corrente média nos diodos retificadores de entrada

$$I_{dr_{med}} = \frac{I_p}{\pi} = \frac{3.38}{\pi} = 1,08A \quad (2.14)$$

Tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores de entrada

$$V_{dr_p} = V_p = 311,13V \quad (2.15)$$

Considera-se que as correntes de pico no interruptor, no diodo de saída e nos diodos retificadores de entrada sejam iguais à corrente de pico de entrada, I_p (desconsiderando a recuperação reversa do diodo de saída sobre o interruptor principal). Com os dados obtidos acima selecionam-se os componentes de potência.

F. Interruptor principal

Mosfet IRFP 460

| | | | |
|---------------------------------|-------------------------------|----------------------------------|------------------|
| $V_{DSS}=500V$ | $R_{DS(on)}=0,27$ | $I_D=13A (100\text{ }^{\circ}C)$ | |
| $t_r=59ns$ | $t_f=58ns$ | $t_{d(off)}=110ns$ | $t_{d(on)}=59ns$ |
| $R_{\theta jc}=0,45^{\circ}C/W$ | $R_{\theta ja}=40^{\circ}C/W$ | $T_j = 150^{\circ}C$ | |

G. Diodo de saída

MUR 450

| | | |
|-------------------------|-------------------------------|----------------------|
| $I_{FAV}=4,0A$ | $V_{RRM}=500V$ | $V_F=1,25V$ |
| $t_{rr} = 75\text{ ns}$ | $R_{\theta ja}=50^{\circ}C/W$ | $T_j = 175^{\circ}C$ |

H. Diodo retificador de entrada

1N5404

$$I_{FAV}=3,0A \quad V_{RRM}=400V \quad V_F=1,2V$$

$$R_{\theta ja}=53^{\circ}C/W \quad T_j = 175^{\circ}C$$

I. Cálculo do *snubber*

O *snubber* foi calculado com base na referência [1]. Estabelecendo $V_{off}=20V$, tem-se:

$$C_s = \frac{I_p \cdot (t_f + t_{d(off)})}{2V_{off}} = \frac{3,38 \cdot (58 + 110) \times 10^{-9}}{2 \times 20} = 14,19 \times 10^{-9} F \quad (2.16)$$

Adota-se $C_s=15nF$.

$$R_{SN} \leq \frac{D_{min} \cdot T_s}{3 \cdot C_s} \quad (2.17)$$

De acordo com [15] a razão cíclica mínima é dada por:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_p}{V_o} = 1 - \frac{311,13}{400} = 0,222 \quad (2.18)$$

Assim substituindo os valores em (2.17) tem-se:

$$R_{SN} \leq 493,739\Omega \quad (2.19)$$

Adota-se $R_{SN}=470\Omega$. Determina-se a corrente através de R_{SN} .

$$I_{SN} = \frac{V_o}{R_{SN}} = \frac{400}{470} = 0,85A \quad (2.20)$$

Abaixo está o cálculo da potência dissipada no *snubber*.

$$P_s = \frac{1}{2} C_s \cdot V_o^2 \cdot f_s = 0,5 \times 15 \times 10^{-9} \times (400)^2 \times 10 \times 10^3 = 12W \quad (2.21)$$

J. Cálculo térmico

J.1 Interruptor principal

Perdas em condução

$$P_{\text{cond}} = I_{\text{ef}}^2 \cdot R_{\text{DS(on)}} \cdot f_{\text{temp}} = (2,39)^2 \times (0,27) \times 2 = 3,08W \quad (2.22)$$

Perdas por comutação

O uso do *snubber* faz com que as perdas no bloqueio sejam mínimas, a parcela que mais contribui para as perdas de condução é a entrada em condução. A primeira parcela da equação (2.23) trata das perdas no bloqueio e a segunda das perdas na entrada em condução.

$$P_{\text{com}} = \frac{I_p^2 \cdot (t_f + t_{d(\text{off})})^2 \cdot f_s}{24 \cdot C_s} + \frac{f_s \cdot (t_r + t_{d(\text{on})}) \cdot 2 \cdot I_p \cdot V_{s_p}}{2\pi} \quad (2.23)$$

$$P_{\text{com}} = \frac{(3,38)^2 \cdot (58 \times 10^{-9} + 110 \times 10^{-9})^2 \times 10 \times 10^3}{24 \times 15 \times 10^{-9}} + \frac{10 \times 10^3 \times (59 \times 10^{-9} + 59 \times 10^{-9}) \times 2 \times 3,38 \times 410}{2\pi} = 0,52W$$

Perdas totais

$$P_{\text{total}} = P_{\text{com}} + P_{\text{cond}} = 3,6W \quad (2.24)$$

$$R_{\theta_{sa}} = \frac{T_j - T_a}{P_{\text{total}}} - R_{\theta_{jc}} - R_{\theta_{cs}} = \frac{125 - 50}{3,6} - 0,45 - 0,24 = 20,1^\circ \text{C/W} \quad (2.25)$$

O dissipador escolhido foi SK129 com $R_{\theta_{sa}} = 4,83^\circ \text{C/W}$.

J.2 Diodo de saída

Perdas em condução

$$P_{\text{cond}} = V_F \cdot I_{d_{\text{med}}} = 1,25 \times 1,25 = 1,56 \text{ W} \quad (2.26)$$

Perdas por comutação

$$P_{\text{com}} = \frac{t_{\text{rr}} \cdot I_{\text{RM}} \cdot V_o \cdot f_s}{3} = \frac{75 \times 10^{-9} \times 250 \times 10^{-6} \times 400 \times 10^3}{3} = 25 \times 10^{-6} \text{ W} \quad (2.27)$$

Perdas totais

$$P_{\text{total}} = P_{\text{com}} + P_{\text{cond}} = 1,56 \text{ W} \quad (2.28)$$

$$R_{\theta_{ja}} = \frac{T_j - T_a}{P_{\text{total}}} = \frac{150 - 50}{1,56} = 64,1^\circ \text{ C / W} \quad (2.29)$$

Não é preciso utilizar um dissipador.

J.3 Diodos Retificadores da entrada

Perdas totais

Neste caso as perdas totais são dadas pelas perdas de condução.

$$P_{\text{cond}} = V_F \cdot I_{d_{\text{med}}} = 1,2 \times 1,08 = 1,296 \text{ W} \quad (2.30)$$

$$R_{\theta_{ja}} = \frac{T_j - T_a}{P_{\text{cond}}} = \frac{150 - 50}{1,296} = 77,2^\circ \text{ C / W} \quad (2.31)$$

Não há necessidade de dissipador.

2.3 Resultados de simulação

Serão mostradas algumas formas de onda, esforços e perdas nos semicondutores obtidos a partir da simulação utilizando o software Pspice [13].

| | Calculado | Simulado |
|-------------------------------|-----------|----------|
| I_{Sef} | 1,77 A | 1,5121 A |
| V_{Sp} | 410 V | 411,18 V |
| $I_{d_{med}}$ | 1,25 A | 1,284 A |
| V_{dp} | 410 V | 409,57 V |
| $I_{dr_{med}}$ | 1,08 A | 1,18 A |
| $V_{dr_{med}}$ | 311,13 V | 311,13 V |
| P_{totais} (interruptor) | 3,09 W | 2,2933 W |
| P_{totais} (diodo de saída) | 1,56 W | 1,2827 W |
| P_{totais} (diodo retif.) | 1,296 W | 0,778 W |
| P_s | 12 W | 10,6 W |

Tabela 1. Comparação entre os valores calculados e os valores obtidos por simulação.

2.3.1 Formas de onda

São mostradas na figuras 2.2 e 2.3 as formas de onda da tensão e da corrente na entrada e da corrente no indutor principal.

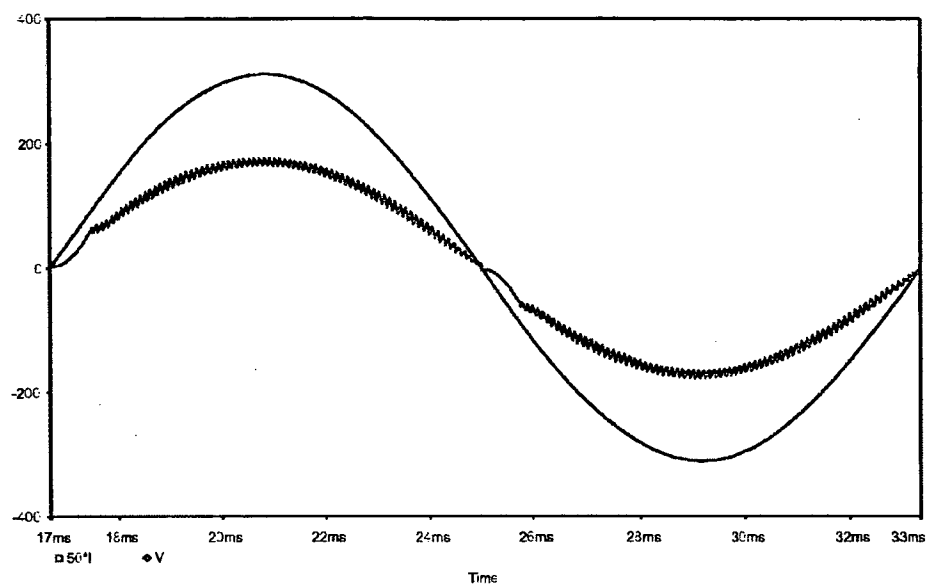


Figura 2.2. Tensão e corrente de entrada.

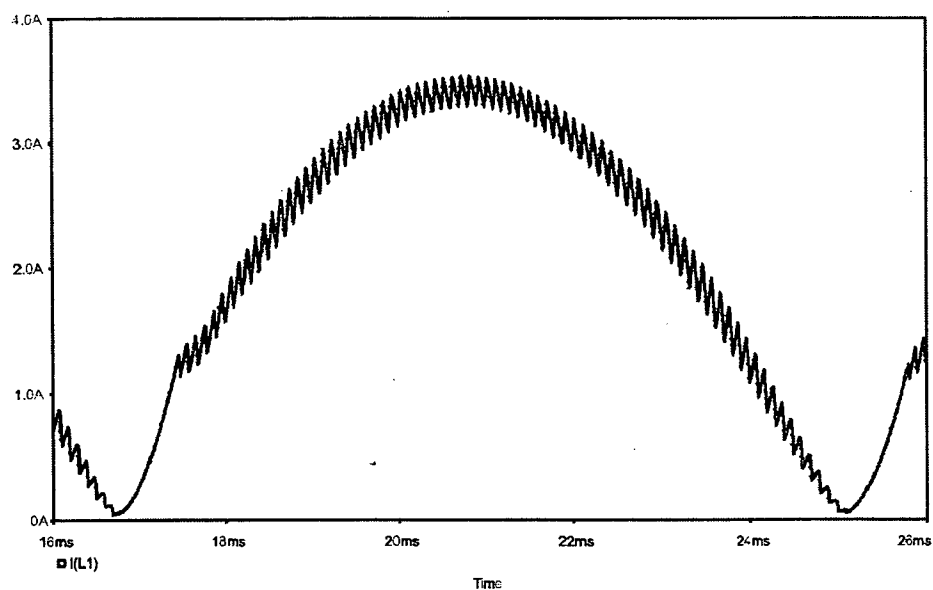


Figura 2.3. Corrente no indutor.

2.4 Sensores

A malha de controle precisa de uma referência de corrente com a mesma forma de onda e frequência da tensão de entrada. A corrente no indutor será comparada com a referência de corrente para gerar uma ação de controle mantendo o conversor funcionando adequadamente.

Os sensores de tensão, na entrada e na saída, servirão para gerar uma referência para o controlador da corrente e o sensor de corrente será empregado para a obtenção da corrente principal. Com essas variáveis disponíveis pode-se efetuar o controle da estrutura. O sensor de tensão de saída também servirá para a regulação, através de uma malha de controle mais lenta, da tensão de saída.

É importante deixar claro que esses sensores foram projetados visando serem empregados num conversor com controle microprocessado com limitação de tensão nos conversores A/D de 0–5V e correntes na ordem de no máximo 20mA. Para o controle analógico tradicional já existe na literatura todos os passos a serem seguidos para se obter um projeto adequado.

2.4.1 Sensor de corrente

O sensor entendido como o mais viável para o projeto em questão foi o resistor *shunt* com um amplificador inversor. Suas maiores virtudes são a simplicidade, baixo custo e robustez, suas desvantagens imediatas são as perdas por efeito Joule e a susceptibilidade a ruídos. Para potências maiores este sensor talvez não seja a melhor opção devendo-se, nestes casos, analisar outras opções disponíveis e buscar a que melhor se adapte às especificações do projeto. O sensor de corrente utilizando resistor *shunt* é mostrado na figura 2.4.

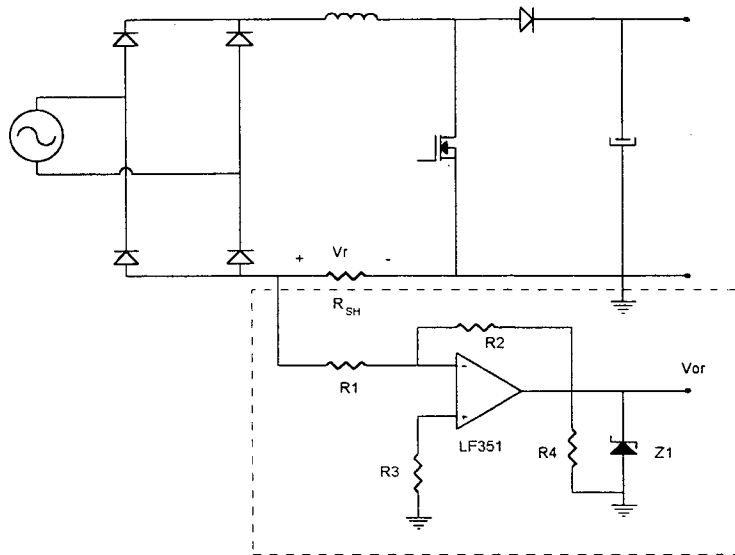


Figura 2.4. Sensor de corrente resistivo com amplificação.

Os critérios a serem levados em conta na escolha do valor do resistor *shunt* são a potência dissipada e o valor da tensão lido nos terminais do resistor *shunt*. Para este projeto escolheu-se uma dissipação de 1W. A partir deste valor determina-se o valor do resistor e verifica-se o valor da tensão lida.

$$P_{SH} = R_{SH} I_P^2 \quad (2.32)$$

Fazendo $P_{SH}=1W$, tem-se:

$$R_{SH} = \frac{1}{(3,38)^2} = 87,53 \text{ m}\Omega \quad (2.33)$$

Na prática, $R_{SH}=0,1\Omega$. A tensão nos terminais do resistor estão na ordem de 338mV, com isto parte-se para o cálculo do amplificador inversor. O valor do ganho do amplificador para uma saída de 5V é calculado abaixo.

$$G = \frac{-V_{or}}{V_r} = \frac{-5}{0,338} = -14.8 \quad (2.34)$$

Conhecendo-se a expressão clássica do ganho do amplificador inversor pode-se determinar o valor dos resistores.

$$G = \frac{-R_2}{R_1} = -14,8 \quad (2.35)$$

Escolhendo $R_1=10k\Omega$ para garantir alta impedância de entrada, tem-se consequentemente $R_2=150 k\Omega$. O resistor R_3 na entrada não-inversora é o valor da associação em paralelo de R_1 e R_2 , o que resulta em aproximadamente $10k\Omega$. O resistor R_4 também será de $10k\Omega$ para exigir pouca corrente do circuito.

É muito importante observar que o amplificador deve ficar o mais perto possível do resistor *shunt* para evitar perda de sinal e interferência de ruídos. Da mesma forma o resistor R_4 deve estar colocado o mais perto possível do microcontrolador para que o sinal seja transmitido em corrente evitando os problemas de perdas e interferência. A inclusão do diodo *Zener* $Z1$ é para garantir um nível de tensão de no máximo 5,1V protegendo o microcontrolador de possíveis sobre-tensões.

O resistor *shunt* será formado por uma associação em paralelo de 10 resistores $1\Omega/1W$, sendo que os demais resistores utilizarão os valores já calculados anteriormente com $1/8W$ de potência. O amplificador operacional utilizado será o LF351. Ele será alimentado com -18V e +18V com um circuito auxiliar de alimentação.

2.4.2 Sensor da tensão de saída

Este circuito irá ajustar o nível de tensão da saída através de um divisor resistivo de forma que para 400 V na tensão de saída corresponda no divisor a 5V. Isto é mostrado no cálculo abaixo:

$$V_{os} = V_o \frac{R_{o5}}{R_{o5} + R_{o6}} \quad (2.36)$$

$$\frac{R_{o5}}{R_{o6}} = \frac{V_{os}}{V_o} \left(1 - \frac{V_{os}}{V_o} \right) = \frac{5}{400} \left(1 - \frac{5}{400} \right) = 12,344 \times 10^{-3} \quad (2.37)$$

Escolhendo $R_{o6}=820k\Omega$ (1/4W), tem-se $R_{o5}=8,2k\Omega$ (1/8W) associado a um *trimpot* $T_{ro}=3,3k\Omega$ (1/8W), pode-se substituir R_{o5} e T_{ro} por um único *trimpot* de valor igual à soma dos dois anteriores. A figura 2.5 ilustra o esquema do circuito.

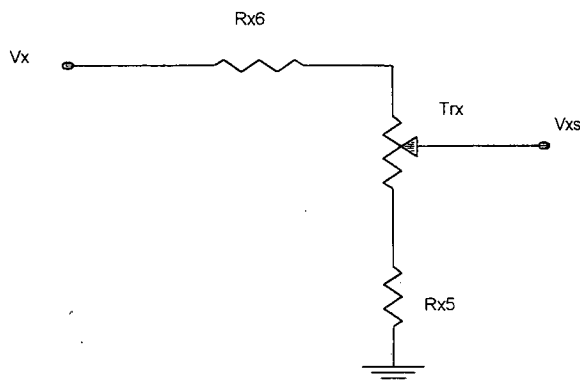


Figura 2.5. Divisor de tensão resistivo.

2.4.3 Sensor da tensão de entrada

Para o sensor de tensão da entrada utiliza-se também um divisor de tensão calculado de maneira análoga ao sensor da tensão de saída.

$$V_{is} = V_p \frac{R_{i5}}{R_{i5} + R_{i6}} \quad (2.38)$$

$$\frac{R_{i5}}{R_{i6}} = \frac{V_{is}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{is}}{V_p} \right) = \frac{5}{311,13} \left(1 - \frac{5}{311,13} \right) = 15,8122 \times 10^{-3} \quad (2.39)$$

Com isso, $R_{i6}=820k\Omega$ (1/4W), $R_{i5}=12k\Omega$ (1/8W) e $T_{ri}=2k\Omega$ (1/8W).

2.5 Circuito de comando

O circuito de comando deve ser capaz de gerar pulsos de 15V de amplitude com corrente suficiente para um bom tempo de subida e descida na comutação a partir de pulsos de 5V de amplitude e corrente não maior que 20mA gerados pelo microcontrolador. Este

circuito de comando também não precisa ser isolado devido às características do conversor Boost, portanto, para tal tarefa é utilizando o circuito da figura 2.6.

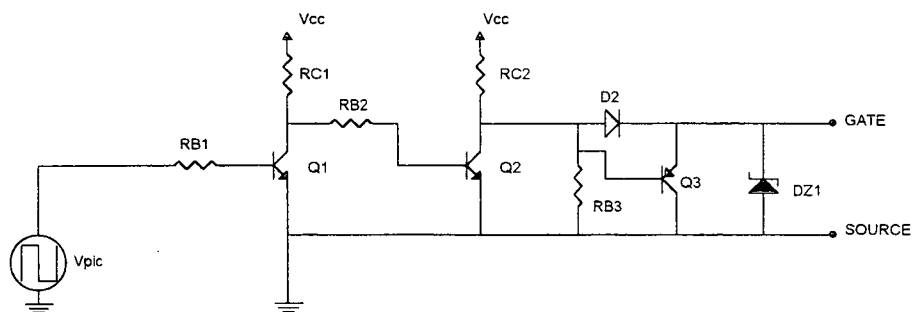


Figura 2.6. Circuito de comando.

Chegou-se a esta topologia a partir de topologias já conhecidas apresentadas em [2, 4]. A corrente drenada do microcontrolador não deve ser maior que 20mA, em virtude disto escolhe-se a corrente de base do primeiro transistor (Q1) com uma certa margem de segurança.

$$i_{B1} = 5\text{mA}$$

Com este valor pode-se determinar o valor do resistor de base R_{B1} da seguinte forma:

$$R_{B1} = \frac{V_{PIC} - 0,7}{i_{B1}} = \frac{5 - 0,7}{5 \times 10^{-3}} = 860 \Omega \quad (2.40)$$

Escolhendo um valor comercial para R_{B1} , tem-se $R_{B1} = 820 \Omega$ (1/8W), recalculando a corrente na base tem-se $i_{B1} = 5,24 \text{ mA}$. Como o transistor estará trabalhando na região de corte e saturação é necessário escolher o nível de saturação através de β_{FOR} . Neste caso escolheu-se $\beta_{FOR} = 10$, assim tem-se $i_{C1} = 50 \text{ mA}$. Determina-se então o valor de R_{C1} .

$$R_{C1} = \frac{V_{CC} - 0.7}{i_{C1}} = \frac{18 - 0.7}{50 \times 10^{-3}} = 346 \Omega \quad (2.41)$$

O valor comercial escolhido foi $R_{C1} = 330\Omega$ (1W), com isso $i_{C1} = 52,42$ mA e $\beta_{FOR} = 9,997$. Procede-se da mesma forma para o transistor Q2, escolhendo a corrente de base $i_{B2} = 15$ mA e o $\beta_{FOR} = 10$ tem-se abaixo os valores de i_{C2} , R_{B2} , R_{C2} .

$$R_{B2} = \frac{V_{CC} - 0,7}{i_{B2}} - R_{C1} = \frac{18 - 0,7}{15 \times 10^{-3}} - 330 = 823,3\Omega \quad (2.42)$$

Escolheu-se $R_{B2} = 820\Omega$ (1/4W).

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - 0,7}{i_{C2}} = \frac{18 - 0,7}{150 \times 10^{-3}} = 115,33\Omega \quad (2.43)$$

O valor comercial usado para R_{C2} foi 110Ω (3W), com esses valores obtém-se $i_{B2} = 15,04$ mA, $i_{C2} = 157,3$ mA e $\beta_{FOR} = 10,45$. O valor do resistor de base de Q3 é tipicamente em torno de $1k\Omega$ (1/8W). Os transistores selecionados foram Q1 e Q2, 2N2222A e Q3, 2N2907A, o diodo D1 foi o 1N4148 e o *Zener* foi o 1N4744 (15V/1W).

2.5.1 Simulação

O circuito proposto foi simulado utilizando-se os modelos para os componentes reais e com os valores comerciais. Abaixo encontram-se os resultados obtidos. A figura 2.7 mostra que a tensão e a corrente na saída do microcontrolador estão dentro da faixa de especificação não sobrecarregando o dispositivo. Os tempos de subida e descida estão na ordem de centenas de ns. Tendo em vista que o período de comutação é de $100\mu s$ o resultado obtido com o circuito proposto é adequado.

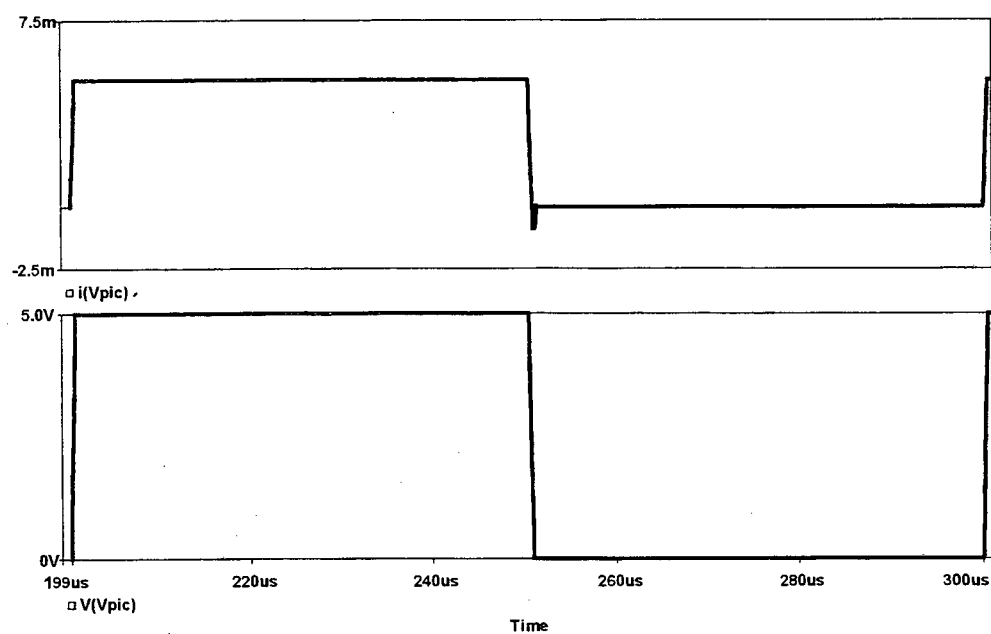


Figura 2.7. Tensão e corrente fornecida pelo microcontrolador.

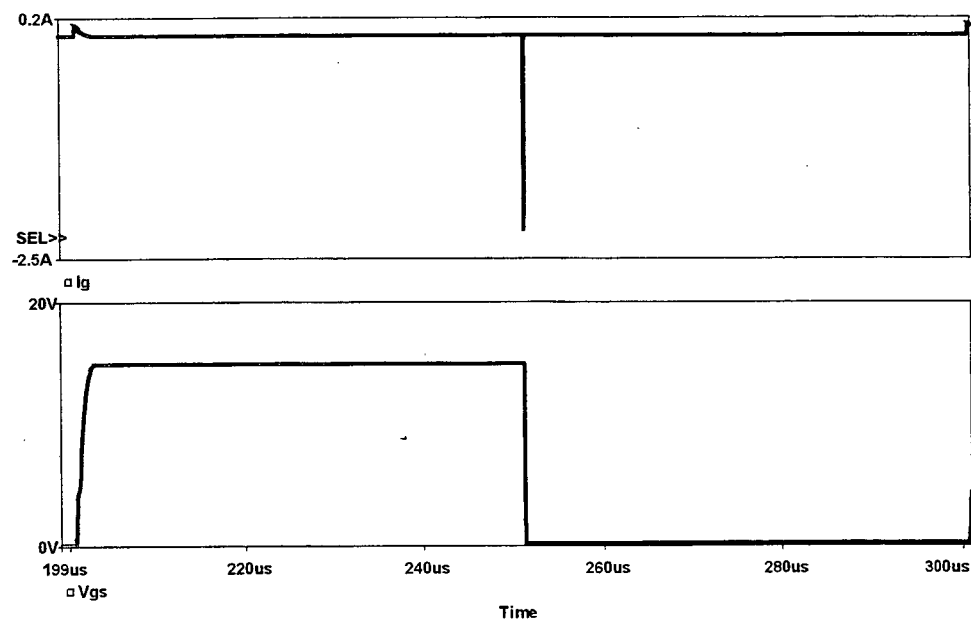


Figura 2.8. Tensão e corrente no gate do mosfet de potência.

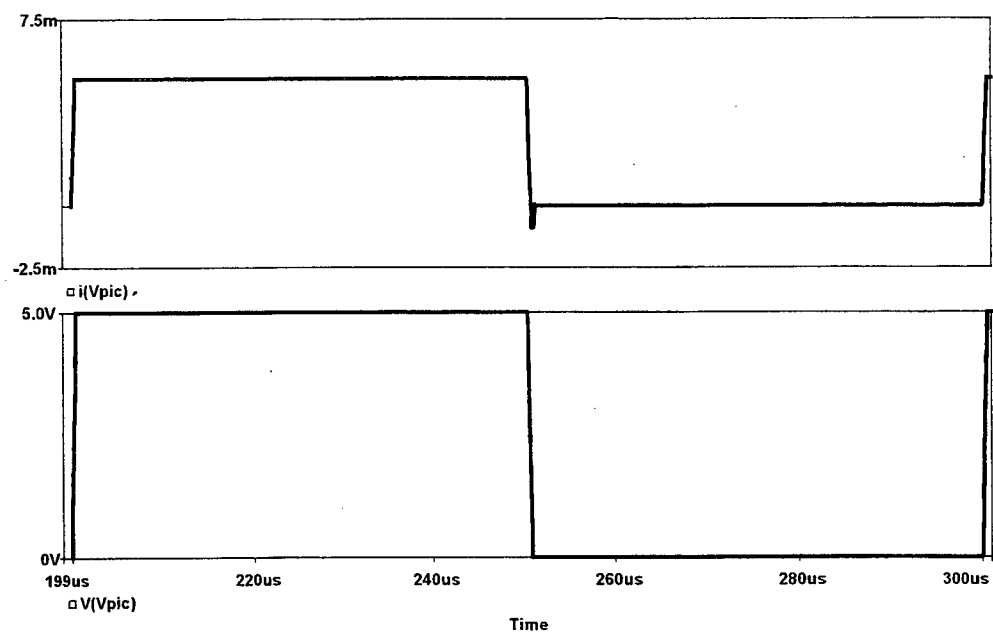


Figura 2.7. Tensão e corrente fornecida pelo microcontrolador.

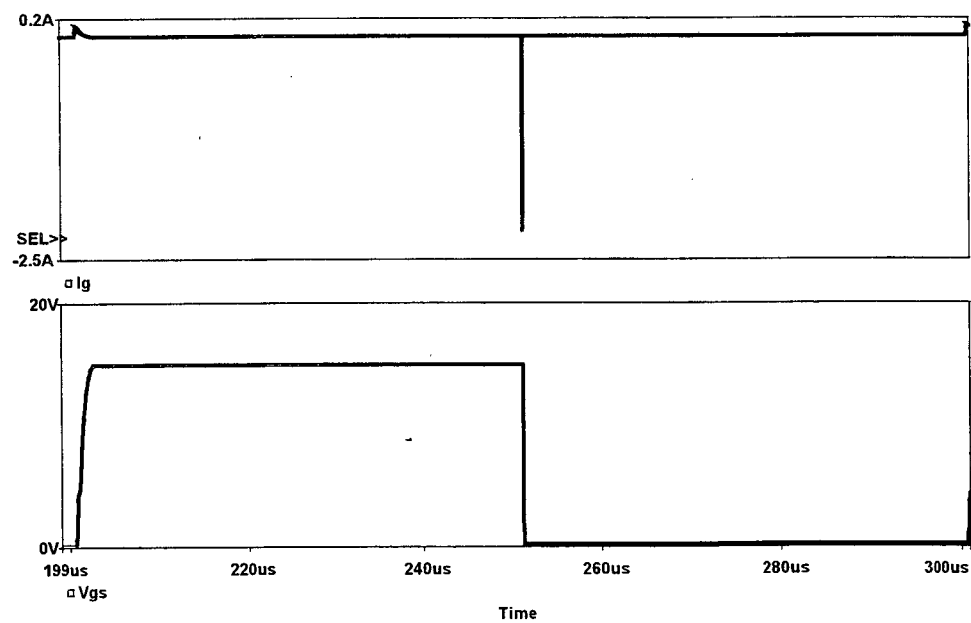


Figura 2.8. Tensão e corrente no gate do mosfet de potência.

Na figura 2.8 apresenta-se a tensão e a corrente de comando fornecida pelo *driver* para acionar o interruptor. O pico de corrente negativo caracteriza o momento do bloqueio onde se faz necessária uma rápida descarga das capacitâncias parasitas do interruptor, no caso MOSFET, para um bloqueio rápido.

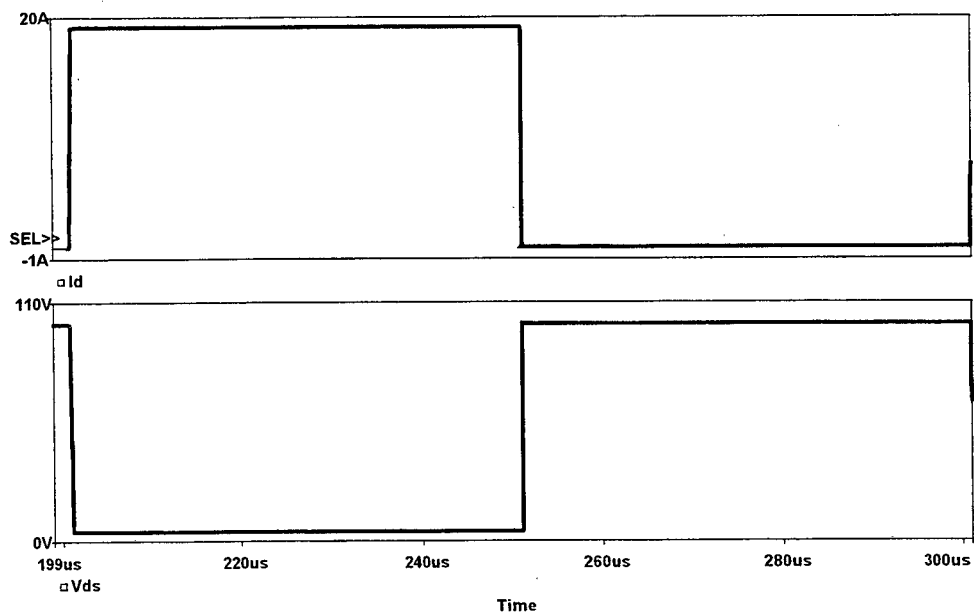


Figura 2.9. Tensão e corrente no dreno do MOSFET de potência.

Na figura 2.9 são mostradas a tensão e a corrente no interruptor. A tensão drenofonte é 100V e a corrente de dreno é de aproximadamente 20A. Com isso conclui-se que, na simulação, o circuito de comando foi bem sucedido.

3. PROJETO DO CONTROLADOR DIGITAL

3.1 Introdução

Neste capítulo serão tratadas as técnicas de abordagem de um problema de controle digital, partindo-se do modelo da planta até a implementação do algoritmo do controlador. Como se trata de um conversor Boost para correção de fator de potência, serão analisadas suas características próprias e quais as especificações para um controle digital adequado. Dentro das diversas técnicas de projeto de controle digital serão empregadas a técnica clássica de um algoritmo PID [12, 14, 15, 17] e a técnica não-linear empregando o conceito de erro complementar [7].

3.2 Modelagem do conversor Boost

O primeiro passo no projeto de um sistema de controle digital é obter um modelo adequado para a planta, no caso, o conversor Boost. Depois, escolher a estrutura do controlador a ser empregado. Para esta escolha deve-se levar em conta as especificações dinâmicas do sistema e a capacidade de processamento do dispositivo processador utilizado. Isto inclui tempo de execução de uma instrução, tempo total de conversão A/D e resolução numérica do dispositivo utilizado. É necessário escolher corretamente o algoritmo de controle a ser implementado de acordo com as especificações e características do sistema. Os algoritmos mais utilizados são as técnicas de compensação, controlador PID, *Deadbeat*, modelo de espaço de estado, controle ótimo, controle adaptativo entre outros. Uma explicação sobre cada um deles pode ser encontrada em [16].

Será utilizada a técnica de controle de corrente de entrada por valores médios instantâneos [15, 19]. As funções a serem executadas pelo microcontrolador para a implementação deste controle podem ser vistas na figura 3.1. É necessária a implementação de dois controladores e mais um filtro digital além de três conversões A/D para aquisição de dados. Isto exige do componente um alto desempenho de processamento e velocidade. Neste trabalho será proposto a realização da malha de corrente do conversor Boost.

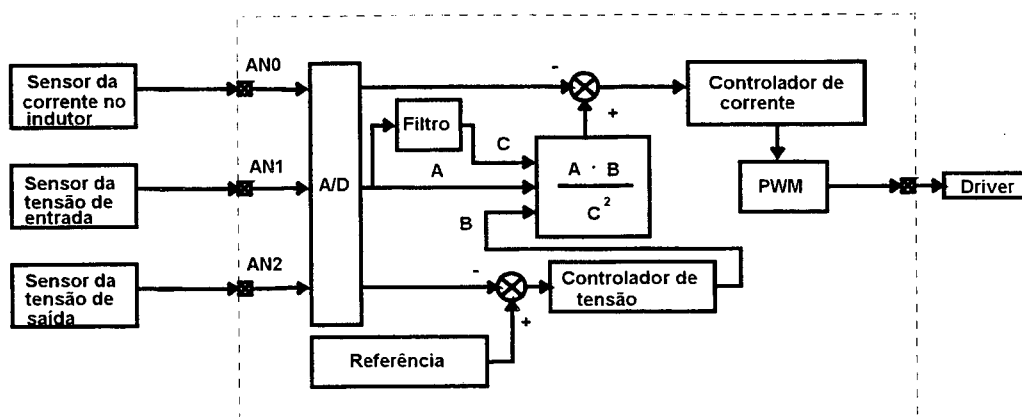


Figura 3.1. Diagrama de blocos das funções realizadas no microcontrolador.

Para que se possa projetar um controlador digital eficiente primeiramente deve-se obter um modelo da planta a ser controlada e conhecer as características próprias do sistema. No caso do conversor Boost, é muito importante o comportamento da razão cíclica. Baseando-se em [2, 15] é apresentada a expressão para a razão cíclica do conversor Boost operando como pré-regulador com correção do fator de potência.

$$D(\omega t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot |\text{sen}(\omega t)| \quad (3.1)$$

Onde,

$$\beta = \frac{V_o}{V_p} \quad (3.2)$$

A razão cíclica varia a cada período de comutação e seu valor vai desde a unidade, na passagem por zero da tensão, a um valor mínimo determinado pela equação abaixo.

$$D_{\min} = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (3.3)$$

O comportamento da razão cíclica pode ser visto na figura 3.2.

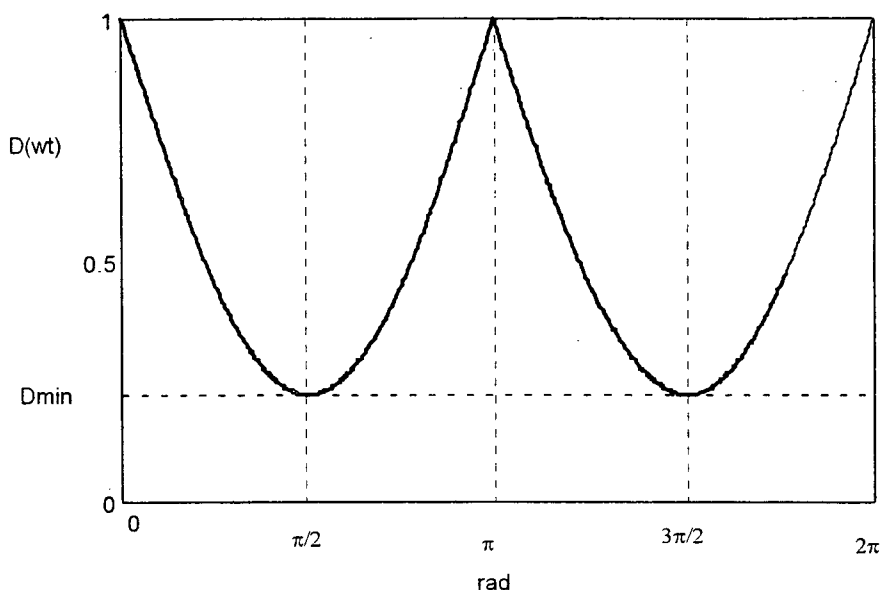


Figura 3.2. Comportamento da razão cíclica.

Outra expressão importante para o projeto em questão trata da ondulação da corrente no indutor. Através desta equação é justificada a afirmação de que a taxa de amostragem do controlador digital deve ser no mínimo igual à frequência de comutação do conversor. A explicação para isso vem do fato de que a ondulação de corrente é diretamente proporcional à tensão de entrada e à razão cíclica, portanto para que a ondulação na corrente se mantenha como projetada, a medida que a tensão de entrada aumenta, ao longo do período da rede, a razão cíclica deve diminuir para compensar o aumento da tensão.

$$\Delta i(\omega t) = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t)}{L \cdot f_s} \cdot D(\omega t) \quad (3.4)$$

A necessidade de atualizar a razão cíclica a cada período de comutação é uma característica do conversor Boost operando como pré-regulador com elevado de fator de potência. Outros sistemas, mesmo em eletrônica de potência, onde o controle não exige uma dinâmica tão rápida, podem eventualmente operar com taxa de amostragem menor que a frequência de comutação. Um exemplo disso seria controlar a tensão de saída de um conversor Boost operando como conversor CC-CC [8].

Serão abordados dois métodos de controle para a malha de corrente do conversor Boost, o método tradicional utilizando um controlador tipo PID e o método de controle por erro complementar, [7]. Independentemente de qual dos dois métodos seja aplicado será apresentada a abordagem para um projeto empregando controle digital em eletrônica de potência. Será necessário ter em mente as técnicas de projeto de controle em tempo discreto como transformada Z, transformada Bilinear, equações de diferenças, projeto pelo método da resposta em frequência e lugar das raízes. Todos estes tópicos podem ser encontrados com detalhes na bibliografia [3, 14, 16], por isso serão apresentadas de maneira sucinta.

De acordo com [15] a função de transferência do conversor Boost relacionando a corrente de entrada e a razão cíclica é representada na equação (3.5).

$$G_i(s) = \frac{I(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (3.5)$$

Levando-se em conta o sensor de corrente, a função de transferência deve ser ajustada para:

$$G(s) = \frac{V_{SH}(s)}{D(s)} = \frac{R_{SH} \cdot V_o}{s \cdot L} \quad (3.6)$$

Esta expressão é válida para a região perto da frequência de cruzamento e para a análise de estabilidade do sistema. Será utilizada esta expressão para o projeto do controle digital realizado da maneira tradicional. O conversor Boost, como pode ser visto pela função de transferência, é um sistema estável naturalmente.

3.3 Projeto de controle digital

Existem dois modos de se abordar um projeto de controle digital. Um seria realizar todo o projeto do controlador como se faria num sistema contínuo no tempo e por último utilizar uma das técnicas de discretização disponíveis e discretizar o controlador projetado, o outro seria realizar o projeto todo no domínio de tempo discreto.

Além das diferenças causadas pelos métodos de abordagem, existem ainda as diferenças causadas pelos diversos métodos de discretização e também pelos diversos métodos de implementação do algoritmo. Em [6] são discutidos os dois modos de abordagem e os métodos de discretização. O método recomendado por [6] é, em primeiro lugar, o projeto digital totalmente desenvolvido no domínio de tempo discreto que garante maior precisão ao sistema e dos métodos de discretização, o método regressivo de Euler.

3.3.1. Controle pelo método indireto

Na figura 3.3 é mostrado o diagrama de blocos do sistema em questão.

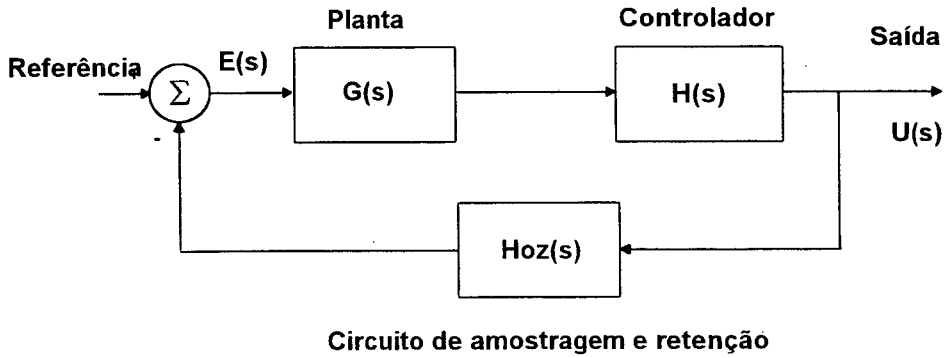


Figura 3.3. Diagrama de blocos do sistema proposto.

A função $Hoz(s)$ representa o circuito de amostragem e retenção. A expressão para $Hoz(s)$ é mostrada em (3.7).

$$Hoz(s) = \frac{1 - e^{-T_a s}}{s} \quad (3.7)$$

Onde T_a é o período de amostragem. Como o período de amostragem é considerado muito pequeno, pode-se fazer a seguinte simplificação [6]:

$$Hoz(s) = \frac{1}{1 + \frac{T_a}{2}s} \quad (3.8)$$

Parte-se então para o projeto do controlador no tempo contínuo da maneira tradicional. O método escolhido para realizar o projeto foi o da resposta em frequência.

Utilizando os valores já calculados no capítulo 2 e escolhendo o período de amostragem igual ao período de comutação, $100\mu\text{s}$, e substituindo nas expressões (3.6) e (3.8), tem-se:

$$G(s) = \frac{1359,1}{s} \quad (3.9)$$

$$Hoz(s) = \frac{1}{1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot s} \quad (3.10)$$

As figuras 3.4 e 3.5 mostram o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem o controlador.

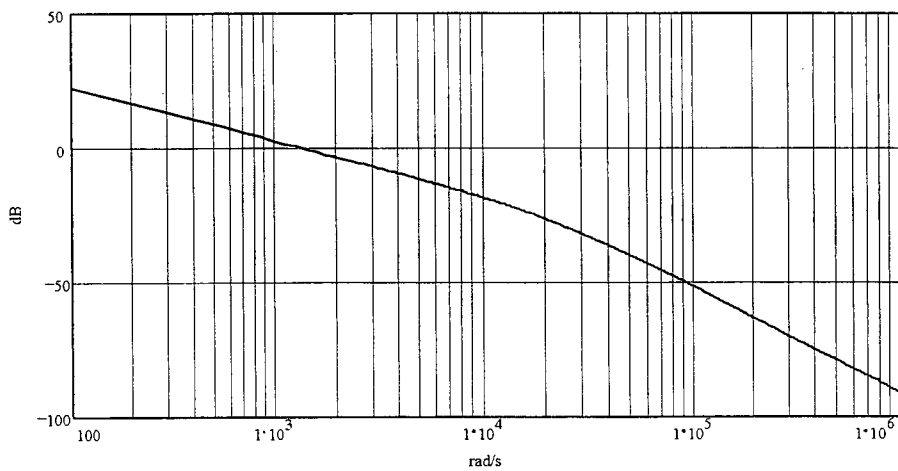


Figura 3.4. Diagrama de Bode – Magnitude da função de transferência de laço aberto.

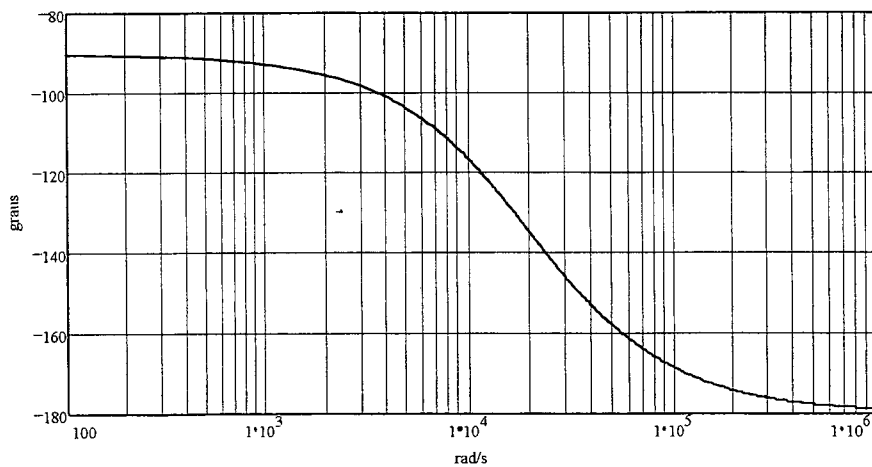


Figura 3.5. Diagrama de Bode – Fase da função de transferência de laço aberto.

Será utilizado um controlador tipo proporcional integral devido a sua simplicidade e eficiência. As especificações de projeto seguem as orientações dadas em [15]. É importante destacar que a frequência de cruzamento não seja maior que a metade da frequência de comutação [14] e o zero do controlador deve estar pelos menos uma década abaixo da frequência de cruzamento. Com isso pode-se posicionar corretamente o zero do controlador e ajustar seu ganho para que sejam atendidas as especificações. Seja as seguintes especificações:

$$f_c = \frac{f_s}{4} = 2,5\text{kHz} \quad (3.11)$$

$$f_z = \frac{f_c}{10} = 250\text{Hz} \quad (3.12)$$

A função de transferência do controlador é:

$$H(s) = K \frac{1 + \frac{1}{2\pi \cdot f_z} s}{s} \quad (3.13)$$

Calculando-se o valor do ganho, chega-se à seguinte expressão para $H(s)$:

$$H(s) = 22973 \cdot \frac{1 + 636.620 \cdot 10^{-6} s}{s} \quad (3.14)$$

Nas figuras 3.6 e 3.7 está o diagrama de Bode para a função de transferência de laço aberto incluindo o controlador. A margem de fase obtida foi de 46,1 graus. Está dentro da faixa aceitável. Agora deve-se determinar $H(z)$ através da transformação regressiva de Euler dada abaixo.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_a} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.15) em (3.14) encontra-se o controlador discretizado, (3.16).

$$H(z) = 16,922 \cdot \frac{1 - 0,86425 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.16)$$

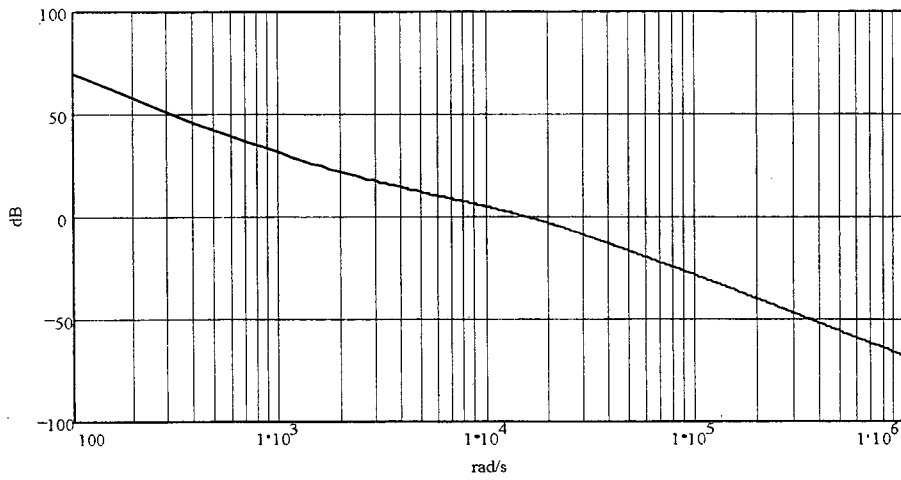


Figura 3.6. Diagrama de Bode – Magnitude da função de transferência de laço aberto.

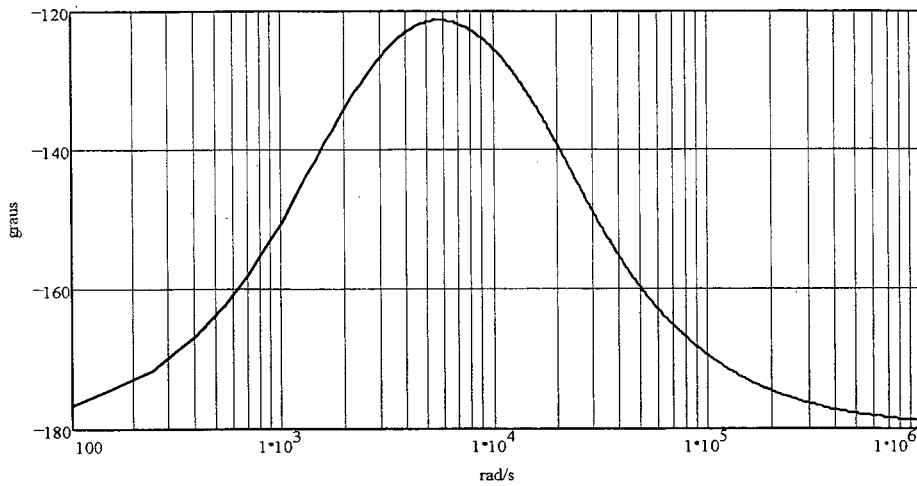


Figura 3.7. Diagrama de Bode – Fase da função de transferência de laço aberto.

De (3.16) determina-se a equação de diferenças como mostrado abaixo.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = 16,922 \cdot \frac{1 - 0,86425 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.17)$$

$$U(z) \cdot [1 - z^{-1}] = 16,922 \cdot [1 - 0,86425 \cdot z^{-1}] \cdot E(z) \quad (3.18)$$

De acordo com [3, 14], o operador z^{-1} representa um atraso de um período de amostragem, assim fica determinada em (3.19) a equação de diferenças para o controlador projetado.

$$u(nT) = 16,922 \cdot [e(nT) - 0,8642 \cdot e(nT - 1)] + u(nT - 1) \quad (3.19)$$

3.3.2 Simulação

Foi realizada a simulação do sistema acima através do software Vissim [20]. A resposta obtida não foi a esperada, o sistema se mostrou instável. Para corrigir foi necessário reajustar o valor de K. Quando se reduz o ganho está se reduzindo a frequência de cruzamento do sistema, neste caso. Ajustando K de forma a se obter uma frequência de cruzamento dez vezes menor que a frequência de comutação, encontra-se a seguinte função de transferência :

$$H(s) = 7385 \cdot \frac{1 + 636,620 \cdot 10^{-6} s}{s} \quad (3.20)$$

Com margem de fase de 58,5 graus. A função de transferência no plano Z referente a equação (3.20) é mostrada na equação (3.21).

$$H(z) = 5,44 \cdot \frac{1 - 0,864 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.21)$$

$$u(nT) = 5,44 \cdot [e(nT) - 0,864 \cdot e(nT - 1)] + u(nT - 1) \quad (3.22)$$

Abaixo encontra-se a resposta ao degrau do sistema discreto implementado acima.

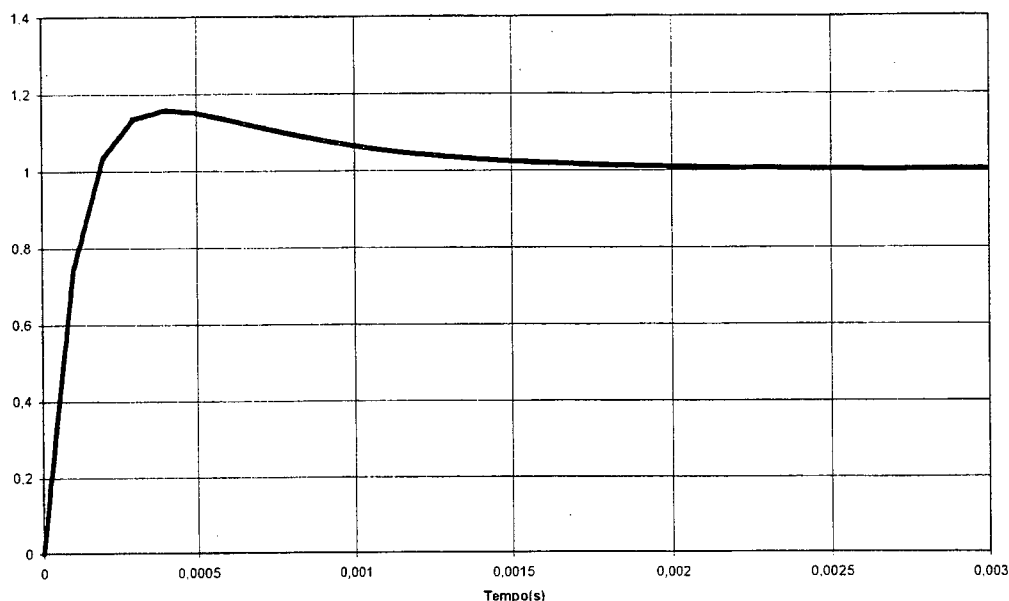


Figura 3.8. Resposta ao degrau unitário.

3.3.3 Controle pelo método direto

O projeto direto parte de uma planta discretizada e se desenvolve no domínio do tempo discreto. Esta técnica é a mais indicada [6], proporcionando um controlador com melhor desempenho que o método anterior. O procedimento parte do agrupamento do segurador (grampeador) de ordem zero com a planta do sistema e em seguida realiza a discretização da função de transferência resultante. Com a planta discretizada projeta-se o controlador. A proposta de [6] é projetar primeiramente através do método da resposta em frequência obtendo um projeto inicial e em seguida utilizar o método do lugar das raízes para realizar a sintonia fina dos pólos e zeros, com isso busca-se um controlador otimizado. Mas como, pelo projeto anterior, já se sabe que o controlador é do tipo PI, pode-se partir direto para a parte da sintonia fina dos pólos e zeros através do lugar das raízes. Em [16, 12] é apresentado o controlador tipo PID como sendo um opção muito utilizada, sendo simples e eficiente.

Num controlador tipo PID o termo proporcional ao erro, sua integral e sua derivada são somados para fornecer a saída do controlador. O PID tem como vantagens a robustez e a simplicidade de implementação. A estrutura do PID é mostrada na expressão (3.20) [9].

$$H(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (3.23)$$

Utilizando a transformação regressiva de Euler [6], obtém-se:

$$H(z) = K_p + \frac{K_i \cdot T_a}{1 - z^{-1}} + \frac{K_d}{T_a} (1 - z^{-1}) \quad (3.24)$$

De outra forma,

$$H(z) = K \cdot \frac{1 - K_1 \cdot z^{-1} + K_2 \cdot z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3.25)$$

Onde,

$$K = \frac{K_p \cdot T_a + K_d + K_i \cdot T_a^2}{T_a} \quad (3.26)$$

$$K_1 = \frac{K_p \cdot T_a + 2K_d}{K_p \cdot T_a + K_d + K_i \cdot T_a^2} \quad (3.27)$$

$$K_2 = \frac{K_d}{K_p \cdot T_a + K_d + K_i \cdot T_a^2} \quad (3.28)$$

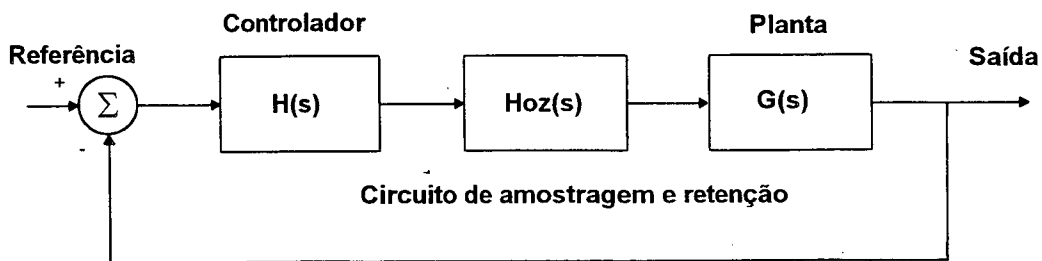


Figura 3.9. Diagrama de blocos do sistema a ser controlado.

Determina-se a função de transferência discretizada que representa a planta do sistema.

$$G(s)Hoz(s) = \frac{1 - e^{-T_a s}}{s} \cdot \frac{V_o \cdot R_{SH}}{s \cdot L} \quad (3.29)$$

Utilizando a transformada Z em $G(s)Hoz(s)$, obtém-se:

$$GHoz(z) = Z\left(\frac{1 - e^{-T_a s}}{s} \cdot \frac{V_o \cdot R_{SH}}{s \cdot L}\right) = \frac{V_o \cdot R_{SH} \cdot T_a}{L} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.30)$$

Substituindo os valores do projeto obtém-se:

$$GHoz(z) = 0,1359 \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.31)$$

O próximo passo é a determinação dos coeficiente de $H(z)$. Isto pode ser feito utilizando o método do lugar das raízes. A equação característica desejada determina o posicionamento dos pólos dominantes, os demais pólos são alocados perto da origem no plano Z. Isto é feito para garantir a estabilidade e a resposta dinâmica desejada do sistema. A equação (3.32) é chamada de equação característica do sistema.

$$1 + GHoz(z) \cdot H(z) = 0 \quad (3.32)$$

Substituindo as equações (3.25) e (3.31) em (3.32) obtém-se:

$$z^3 + (0,1359 \cdot K - 2)z^2 + (1 - 0,1359 \cdot K \cdot K_1)z + 0,1359 \cdot K \cdot K_2 = 0 \quad (3.33)$$

Para determinar a localização dos pólos de malha fechada parte-se das especificações da resposta ao degrau desejada do sistema. Estes valores são escolhidos de acordo com a resposta desejada do sistema, observando algumas recomendações. Em [16] recomenda-se que ξ esteja entre 0,4 e 0,8, valores abaixo de 0,4 causam sobre elevação excessiva e valores acima de 0,8 tornam a resposta do sistema muito lenta. Outra recomendação é que, para sistemas subamortecidos, a frequência natural amortecida, ω_d , seja de oito a dez vezes menor que a frequência de amostragem e que para o caso de sistemas sobre amortecidos sejam feitas de oito a dez amostras durante o tempo de subida, t_r , para resposta ao degrau unitário. Sejam então as especificações abaixo:

$$\xi = 0,707$$

$$\frac{\omega_a}{\omega_d} = 10 \quad (3.34)$$

Segue a metodologia de projeto.

$$\omega_a = \frac{2\pi}{T_a} = \frac{2\pi}{100 \cdot 10^{-6}} = 62831,9 \text{ rad/s} \quad (3.35)$$

Calcula-se a frequência natural amortecida baseado na relação acima.

$$\omega_d = 6283 \text{ rad/s}$$

Calcula-se a frequência natural não amortecida:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{6283}{\sqrt{1-0.5}} = 8886 \text{ rad/s} \quad (3.36)$$

Com as equações abaixo determina-se o módulo e o ângulo das raízes desejadas.

$$|z| = e^{-T_a \xi \omega_n} = e^{-100 \cdot 10^{-6} \times 0,707 \times 8886} = 0,5335 \quad (3.37)$$

$$\angle z = T_a \cdot \omega_d = 100 \times 10^{-6} \times 6283 = 0,6283 \text{ rad/s} = 36^\circ \quad (3.38)$$

$$z = 0,4316 \pm j 0,3136$$

Deseja-se que o sistema tenha comportamento de um sistema de segunda ordem, assim a equação característica desejada é descrita abaixo.

$$[z - (0,4316 + j 0,3136)] \cdot [z - (0,4316 - j 0,3136)] \cdot z = 0 \quad (3.39)$$

$$z^3 - 0,8632z^2 + 0,2846z = 0 \quad (3.40)$$

Comparando a equação (3.33) com (3.40), obtém-se os coeficientes K, K₁ e K₂.

$$K = 8,365$$

$$K_1 = 0,629$$

$$K_2 = 0$$

Com isso fica determinado $H(z)$. A seguir será mostrado o controlador, a equação de diferenças, o lugar das raízes e a resposta ao degrau.

$$H(z) = 8,365 \cdot \frac{1 - 0,629z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.41)$$

$$u(nT) = 8,365[e(nT) - 0,629e(nT - 1)] + u(nT - 1) \quad (3.42)$$

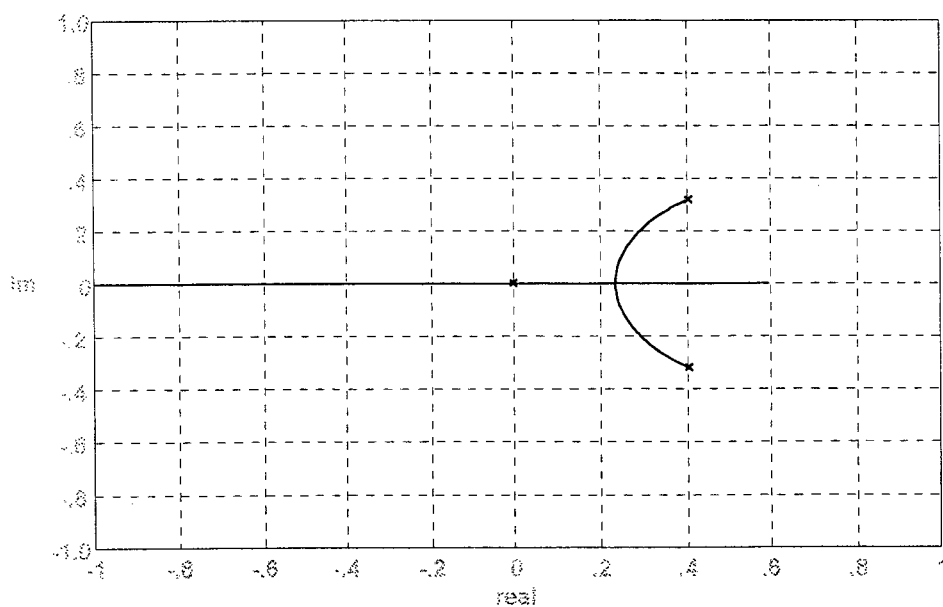


Figura 3.10. Lugar das raízes $GH_{oz}(z)H(z)$.

Como pode ser visto na figura 3.10, os pólos de malha fechada foram posicionados de forma a que o sistema se comporte como um sistema de segunda ordem subamortecido, com um par de pólos complexos conjugados. A resposta ao degrau unitário é mostrada na figura 3.11.

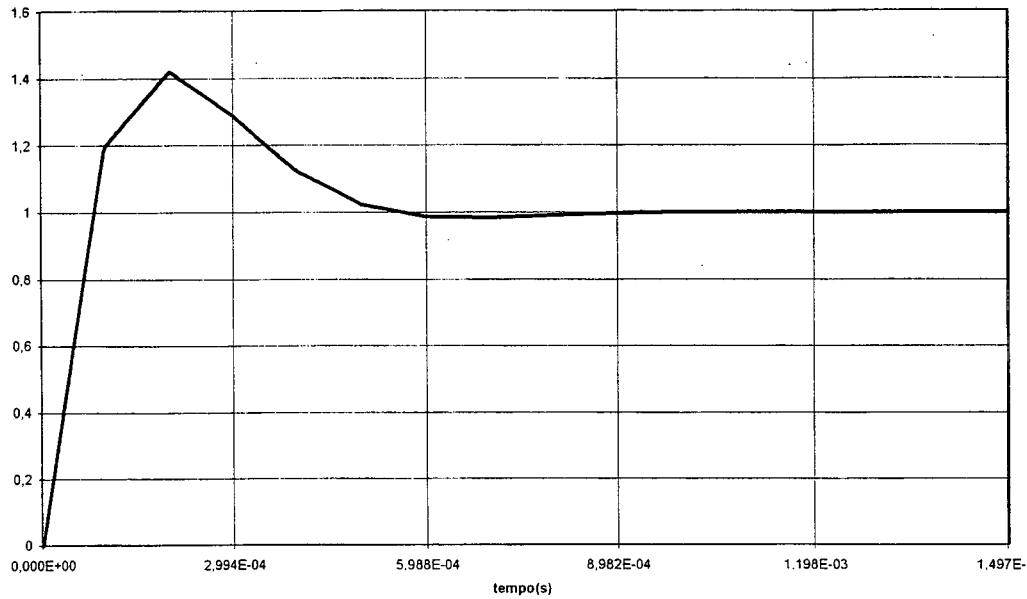


Figura 3.11. Resposta ao degrau.

3.4. Técnica de controle por erro complementar

A técnica de controle por erro complementar [7] destaca-se pela simplicidade e eficiência. Ele emprega um controlador do tipo proporcional fazendo com que a dinâmica do sistema seja a mais rápida possível. Além disso, mostra-se bastante adequado para um controle microprocessado, em virtude da simplicidade do algoritmo, obtendo larga vantagem sobre os métodos de controle já discutidos anteriormente para o conversor Boost.

$$D(\omega t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (3.43)$$

Como já foi mostrado na figura 3.2, a razão cíclica deve ser máxima na passagem por zero da tensão e um valor mínimo não nulo na passagem pelo máximo da tensão, como determina a equação (3.43). A definição clássica do erro faz com que, na passagem por zero da tensão, o controlador não tenha ação, distorcendo a forma de onda da corrente. A proposta é buscar um modo de operação onde o controlador não perca a ação e ao mesmo tempo o sistema seja rápido. Na equação (3.44) é mostrada a definição usual para o erro:

$$e_i(t) = r_i(t) - c_i(t) \quad (3.44)$$

$$d(t) \propto e_i(t) \quad (3.45)$$

$$i(t) \propto d(t) \quad (3.46)$$

Onde $e_i(t)$ é o erro, $r_i(t)$ é a referência, $c_i(t)$ é o sinal a ser controlado e $i(t)$ e $d(t)$ a corrente e a razão cíclica respectivamente. A nova definição é mostrada abaixo.

$$e_{ia}(t) = c_{ia}(t) - r_{ia}(t) \quad , \quad 0 \leq e_{ia}(t) \leq 1 \quad (3.47)$$

$$d(t) \propto 1 - e_{ia}(t) \quad (3.48)$$

$$i(t) \propto d(t) \quad (3.49)$$

As equações acima definem o novo modo de operação. O conversor Boost é estável naturalmente. Com isso o controlador utilizado será um controlador tipo proporcional com ganho unitário. Para garantir o funcionamento deste tipo de controle, deve-se ajustar corretamente o valor do ganho do sensor de tensão da entrada para que o valor fornecido pelo sensor de tensão de entrada ao microcontrolador seja sempre menor que o valor fornecido pelo sensor de corrente. Para se determinar o valor do ganho do sensor de tensão procede-se da seguinte forma:

$$K_{Vsense} = \frac{D_{min} - 1 + (K_{Isense} \cdot I_p)}{V_p} \quad (3.50)$$

Sendo,

$$K_{Isense} \cdot I_p = 5V \quad (3.51)$$

tem-se,

$$K_{Vsense} = \frac{0,222 - 1 + 5}{311,13} = 0,013571 \quad (3.52)$$

$K_{V_{\text{sense}}}$ e $K_{I_{\text{sense}}}$ são respectivamente os ganhos dos sensores de tensão de entrada e de corrente no indutor. A equação que determina $K_{V_{\text{sense}}}$ vem da definição do algoritmo de controle a ser implementado mostrado abaixo.

$$u(nT) = 1 - e(nT) \quad (3.53)$$

$$D = 1 - (I_{\text{sense}} - V_{\text{sense}}) \quad (3.54)$$

$$I_{\text{sense}} = K_{I_{\text{sense}}} \cdot I_p \quad (3.55)$$

$$V_{\text{sense}} = K_{V_{\text{sense}}} \cdot V_p \quad (3.56)$$

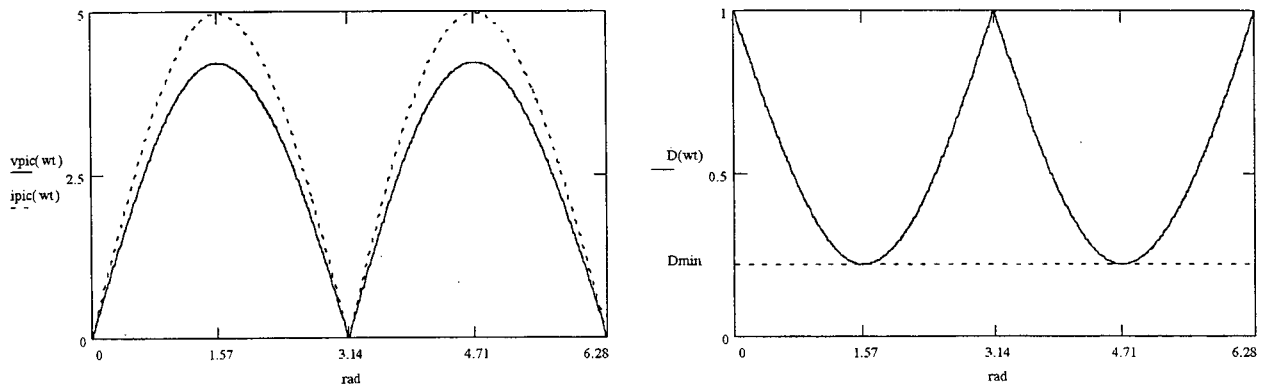


Figura 3.12. Tensão nos sensores de tensão e corrente e razão cíclica no tempo.

3.5. Implementação do algoritmo

3.5.1 Controlador PID

O modo de implementação influencia na precisão dos cálculos [3, 14], portanto, é necessário que a partir das equações de diferenças utilize-se o método correto de implementação. Dentre as realizações possíveis estão a realização direta, em cascata, em série e paralela. No caso do projeto no modo tradicional utilizando PID, será utilizada a realização em paralelo. Esta abordagem consiste na expansão de $H(z)$ em frações parciais fazendo com que a saída do controlador seja a soma de $n+1$ parcelas em paralelo.

$$H(z) = H_0(z) + H_1(z) + H_2(z) + \dots + H_n(z) \quad (3.57)$$

Baseando-se na equação(3.24) e (3.57) o controlador PID pode ser escrito da seguinte forma:

$$H(z) = H_0(z) + H_1(z) + H_2(z) \quad (3.58)$$

Onde,

$$H_0(z) = K_p \quad (3.59)$$

$$H_1(z) = \frac{K_i \cdot T_a}{1 - z^{-1}} \quad (3.60)$$

$$H_2(z) = \frac{K_d}{T_a} (1 - z^{-1}) \quad (3.61)$$

Partindo das equações acima, as seguintes equações de diferenças podem ser escritas:

$$u_0(nT) = K_p \cdot e(nT) \quad (3.62)$$

$$u_1(nT) = K_i \cdot T_a \cdot e(nT) + u_1(nT - 1) \quad (3.63)$$

$$u_2(nT) = \frac{K_d}{T_a} [e(nT) + e(nT - 1)] \quad (3.64)$$

Desta forma, a equação de diferença a ser implementada é dada pela soma das equações (3.62), (3.63) e (3.64), como indicado na equação (3.65).

$$u(nT) = u_0(nT) + u_1(nT) + u_2(nT) \quad (3.65)$$

Este método evita o problema de sensibilidade dos coeficientes de $H(z)$ a erros numéricos. A figura 3.13 mostra o diagrama de blocos do controlador $H(z)$ realizado no modo paralelo.

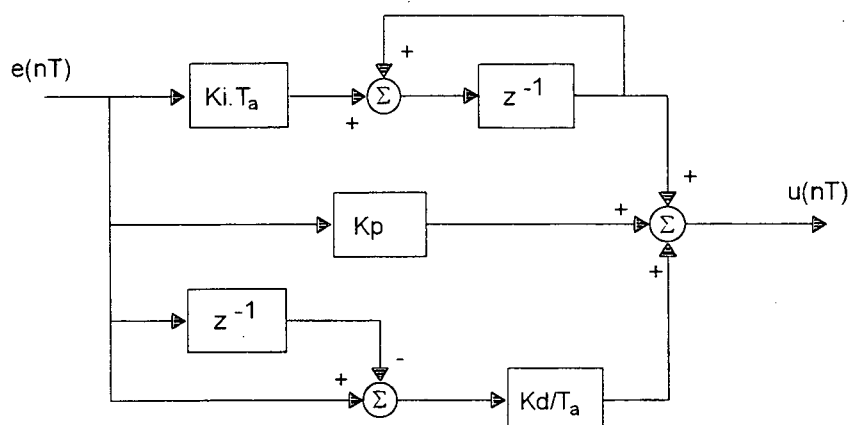


Figura 3.13. Diagrama de blocos do controlador tipo PID.

O operador z^{-1} significa um atraso de um período de amostragem. Para evitar problemas numéricos no ramo integral, usa-se um limitador de valor máximo evitando que aconteça um *overflow*.

3.5.2 Técnica de controle por erro complementar

A implementação deste método de controle é extremamente simples bastando realizar apenas um controlador que realimenta um valor proporcional ao erro fazendo valer as equações (3.47), (3.48) e (3.49).

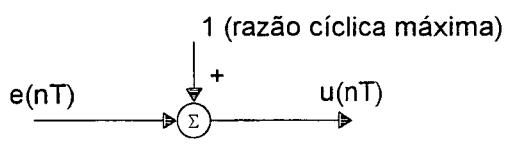


Figura 3.14. Diagrama de blocos para a implementação do controle por erro complementar.

A simplicidade desta técnica de controle se reflete em dinâmica de controle através de velocidade de processamento. Os problemas numéricos podem ser considerados bem menos críticos. Os cuidados devem ser tomados, como sempre, com os erros de quantização e de truncamento. Em um anexo estão os códigos fonte que foram utilizados para a implementação dos dois tipos de controle.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos na implementação prática do projeto do conversor Boost utilizando a malha de corrente com controle digital. Serão mostradas as formas de ondas obtidas para o controle tipo PID e também pelo método de erro complementar. Será apresentado também uma breve comparação entre alguns microcontroladores.

4.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos através da implementação do projeto apresentado no capítulo 2 com as seguintes especificações:

Tensão eficaz de entrada: $V_{in}=220V$

Tensão de saída: $V_o=400V$

Potência de saída: $P_o=500W$

Frequência de comutação: $f_s=10kHz$

Os resultados obtidos para os controladores tipo PID projetados no capítulo 3 são mostrados a seguir juntamente com a respectiva equação de diferenças. A equação de diferença para o controlador tipo PID implementada de forma paralela é mostrada genericamente na equações (4.1), (4.2) e (4.3).

$$u(nT) = u_0(nT) + u_1(nT) \quad (4.1)$$

$$u_0(nT) = K_p \cdot e(nT) \quad (4.2)$$

$$u_1(nT) = K_i \cdot T_a \cdot e(nT) + u_1(nT - 1) \quad (4.3)$$

Para o projeto pelo método direto o resultado obtido é mostrado na figura 4.1. Os coeficientes utilizados para este método foram:

$$K_p = 5,26$$

$$K_i \cdot T_a = 3,1$$

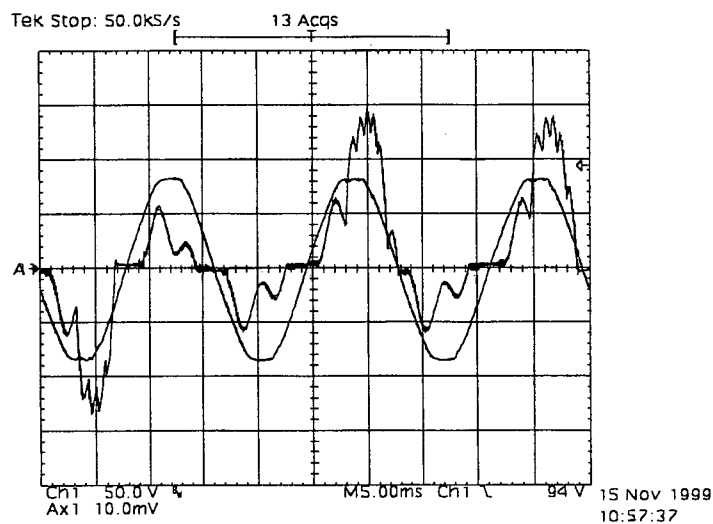


Figura 4.1. Formas de onda da tensão e corrente na entrada para o controlador projetado pelo método direto no capítulo 3.

Na figura 4.2 é mostrado o resultado para o controlador PID obtido pelo método indireto cujos coeficientes são mostrados abaixo.

$$K_p = 4,7$$

$$K_i \cdot T_a = 0,74$$

Um parâmetro muito importante na determinação dos coeficientes é o tempo de amostragem, T_a , este valor é especificado na etapa de projeto e influencia todo o projeto. O T_a obtido na prática foi de 144 μs enquanto que o especificado foi de 100 μs . Este valor é obtido somando-se o tempo de processamento com o tempo de total de conversão do microcontrolador. Portanto, foram necessários ajustes nos valores dos coeficientes para que se pudesse obter a resposta desejada.

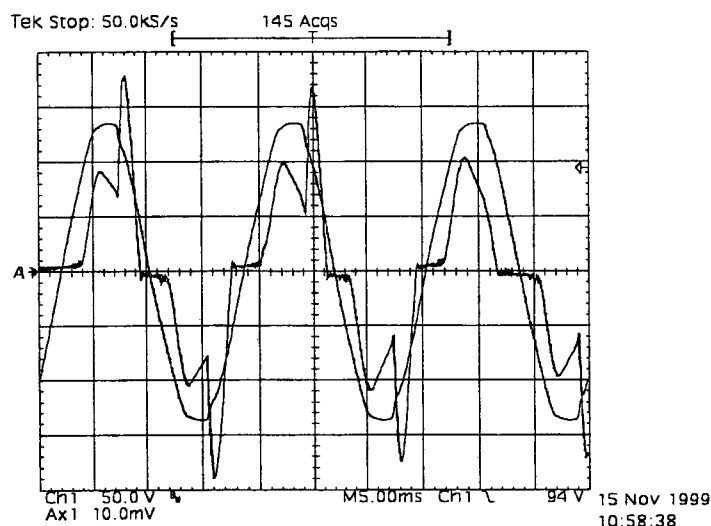


Figura 4.2. Formas de onda da tensão e de corrente na entrada para o controlador projetado pelo método indireto apresentado no capítulo 3.

O coeficiente referente à parcela proporcional precisou de um pequeno ajuste enquanto que o coeficiente da parcela integral necessitou de um ajuste mais significativo. Os valores dos coeficientes ajustados são:

$$K_p = 4,5$$

$$K_i \cdot T_a = 0,00391$$

O problema com os coeficientes também é, em parte, devido à modelagem do conversor Boost. Tendo em vista que a determinação dos coeficientes depende do modelo da planta, qualquer desvio dos valores reais da planta influencia o comportamento dinâmico do sistema podendo causar instabilidade. O ajuste dos coeficientes também já é, de certa forma, previsto. De acordo com [16], existe uma certa arbitrariedade na determinação destes coeficientes, esta é uma das principais desvantagens do controlador tipo PID.

A seguir serão mostradas as principais formas de onda adquiridas já com o sistema ajustado, a figura 4.3 mostra a corrente no indutor, L . O valor de pico da corrente é de aproximadamente 3,2 A.

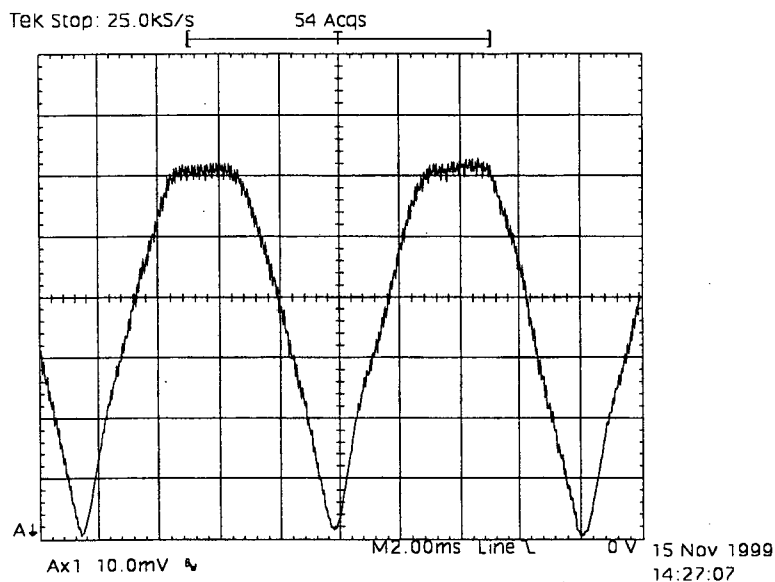


Figura 4.3. Formas de onda da corrente no indutor para o controle tipo PID.

Na figura 4.4 pode ser visto a tensão e a corrente em fase na entrada do conversor. Com isso tem-se fator de potência praticamente unitário.

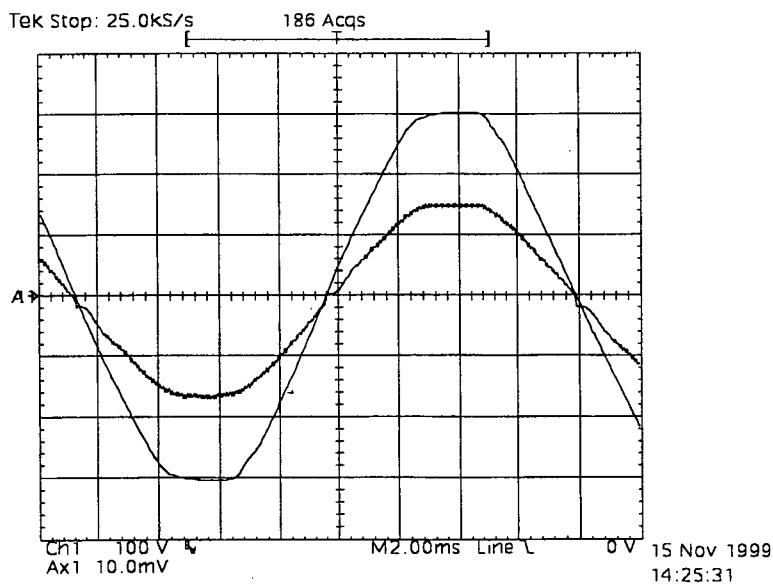


Figura 4.4. Tensão e corrente de entrada para o controle tipo PID.

Na figura 4.5 está a corrente no *MOSFET*, interruptor S1. A escala é de 0,5A/div.

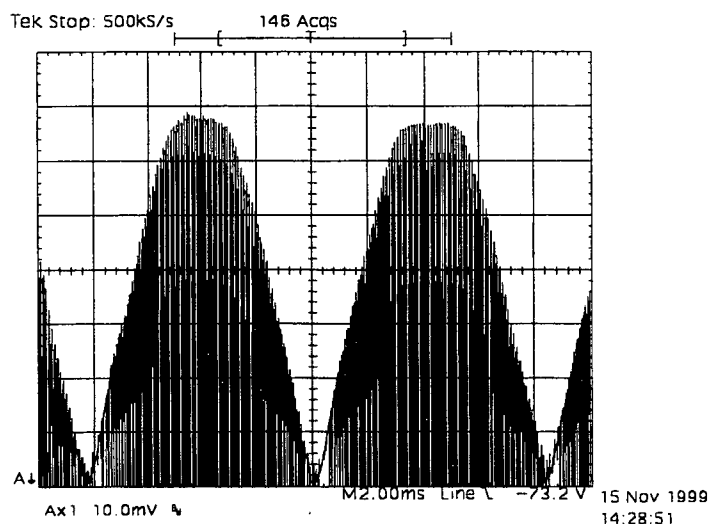


Figura 4.5. Corrente no interruptor S1 para o controle tipo PID.

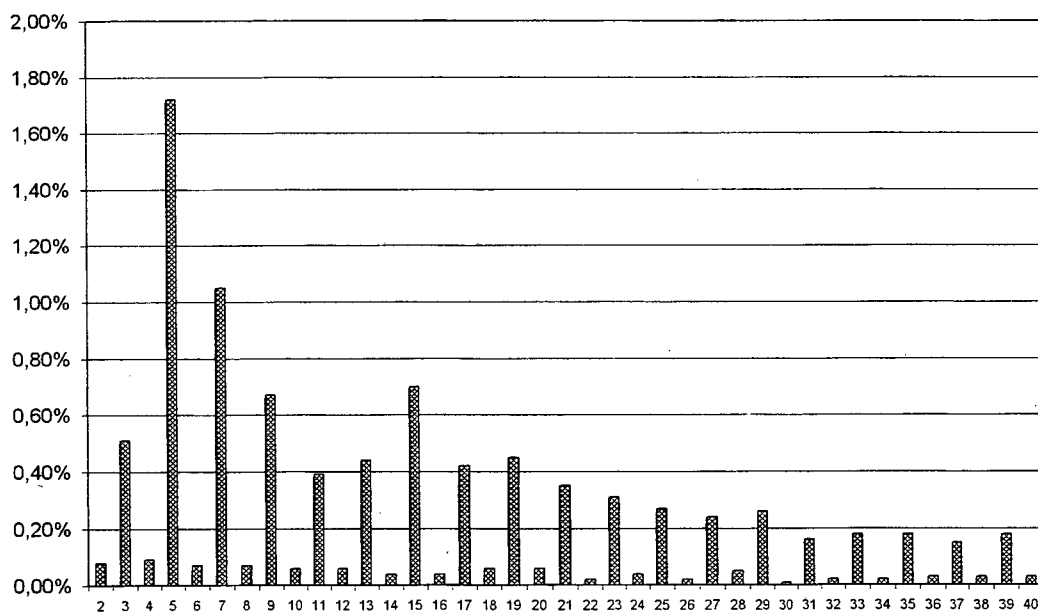


Figura 4.6. Análise Harmônica da corrente de entrada utilizando PID.

O conteúdo harmônico da corrente de entrada está dentro do esperado, tendo em vista que a tensão, sendo referência da forma de onda para a corrente, já está distorcida. A tabela 4.1 contém os valores da taxa de distorção harmônica da tensão e da corrente na entrada.

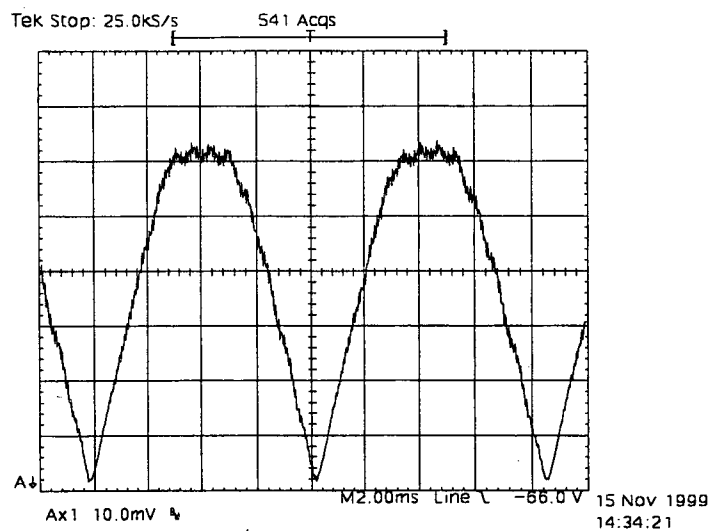


Figura 4.7. Corrente no indutor.

Para o caso do controle por erro complementar, a corrente no indutor pode ser vista na figura 4.7 e a tensão e a corrente na entrada na figura 4.8. Verifica-se que a tensão e a corrente de entrada estão em fase garantindo fator de potência praticamente unitário.

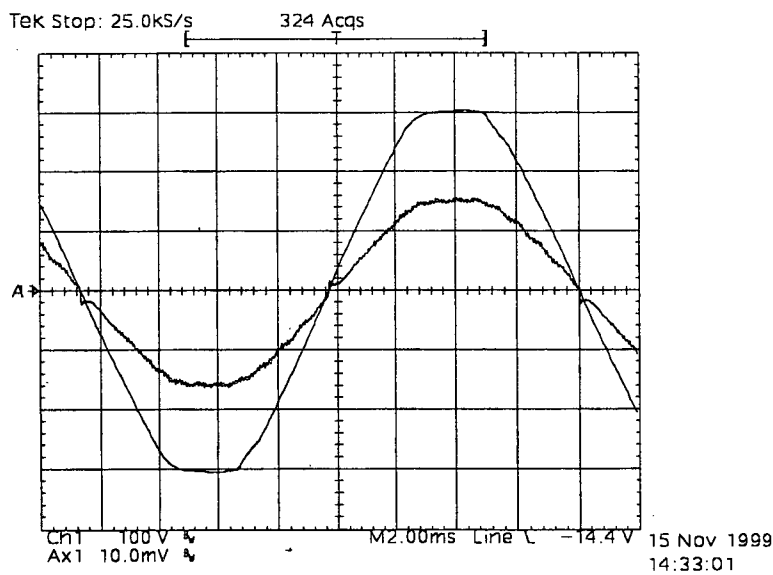


Figura 4.8. Tensão e corrente na entrada.

A corrente no interruptor S1 é mostrada na figura 4.9.

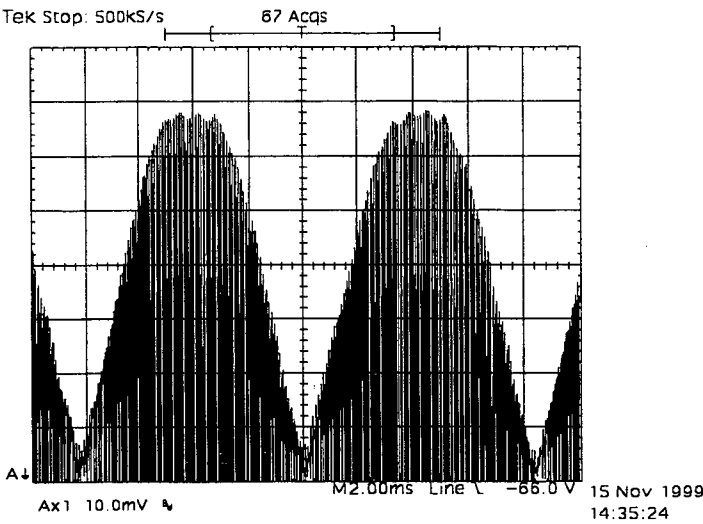


Figura 4.9. Corrente no interruptor S1.

A análise do conteúdo harmônico da corrente na entrada para o controle por erro complementar pode ser vista na figura 4.10.

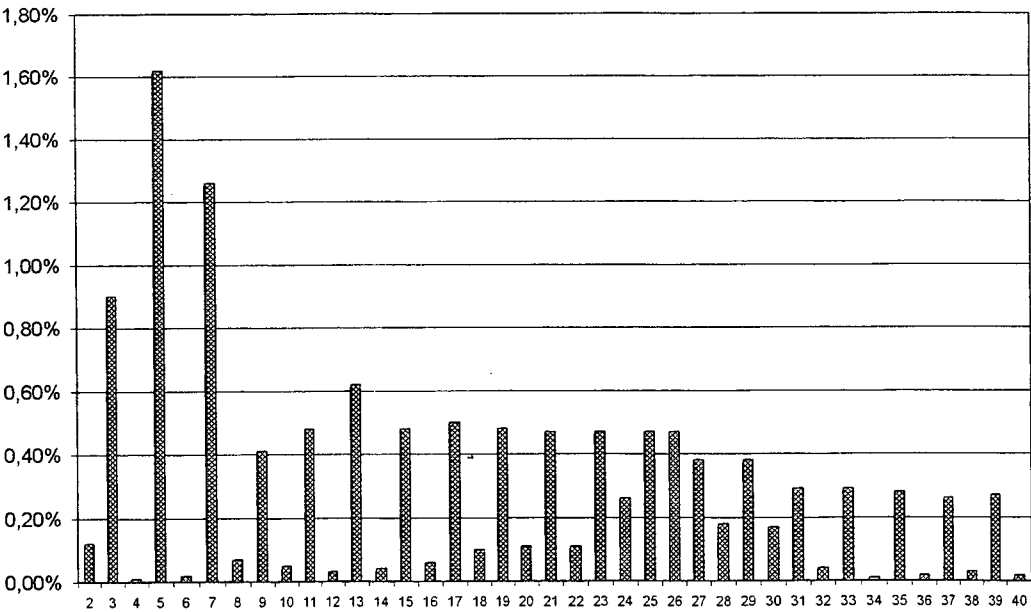


Figura 4.10. Análise harmônica da corrente de entrada para o controle pelo método do erro complementar.

É mostrada abaixo uma tabela comparativa da análise dos resultados obtidos feita pelo software *wavestar* [21].

| | PID | Erro Complementar |
|-----------------------|-------|-------------------|
| Fator de Potência | 0,999 | 0,998 |
| Fator de Deslocamento | 1,18° | 1,94° |
| THD (tensão) | 2,22% | 2,27% |
| THD (corrente) | 2,27% | 2,87% |

Tabela 4.1. Comparação entre os controladores implementados.

Foi mostrado no capítulo 2 o cálculo do *snubber* dissipativo utilizado para diminuir os esforços sobre o interruptor S1. Este *snubber* atua somente durante o bloqueio do interruptor sendo que a entrada em condução é dissipativa. A figura 4.11 mostra a entrada em condução e a figura 4.12 o bloqueio do interruptor S1.

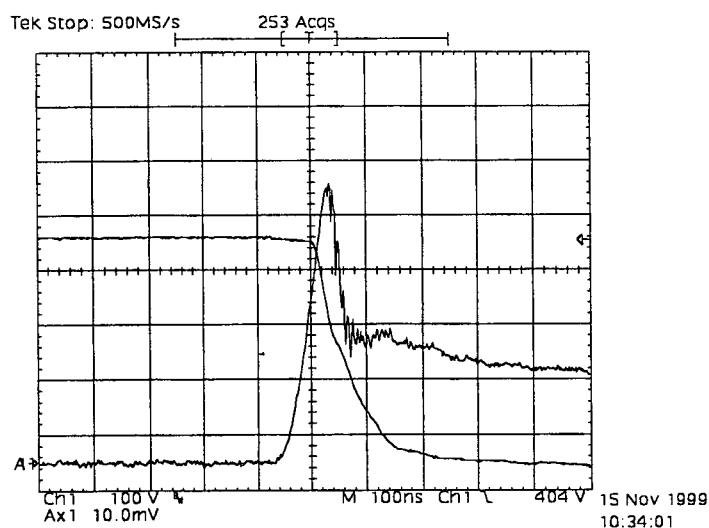


Figura 4.11. Tensão e corrente na entrada em condução.

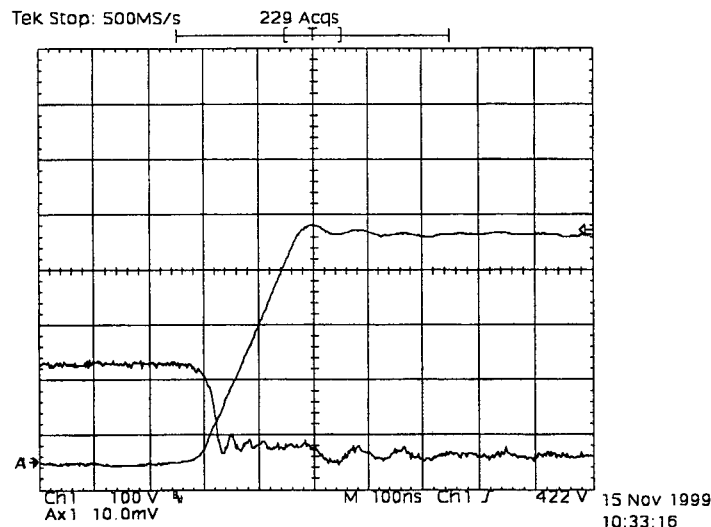


Figura 4.12. Tensão e corrente no bloqueio.

As diferenças entre as duas técnicas de controle, em termos de resultados obtidos, são poucas. As formas de onda confirmam que os resultados para ambas as técnicas de controle são satisfatórios. A grande diferença está no desenvolvimento do projeto. Para a técnica do controlador PID, o projeto é desenvolvido envolvendo muitos cálculos para a determinação dos coeficientes da equação de diferenças, enquanto que para a técnica de controle por erro complementar a determinação é simples. Isto se reflete diretamente na implementação do algoritmo de controle. O algoritmo PID envolve rotinas de multiplicação e somas de 32 bits enquanto que o algoritmo para a técnica de controle por erro complementar envolve apenas somas e subtrações de no máximo 16 bits. Isto significa que o tempo de processamento do controlador PID (426 linhas de programa) é muito maior que o programa para o controle por erro complementar (225 linhas de programa).

Dentre as duas técnicas apresentadas a que mais se destaca é a técnica de controle por erro complementar. Suas vantagens são a simplicidade na etapa de projeto, implementação numérica simples, além de possuir dinâmica mais rápida por não incluir nenhum elemento integrador na malha de realimentação.

4.3 Definição do processador

A escolha do processador é determinante no comportamento do controlador digital. Muitas vezes o mau desempenho do sistema é causado pela escolha inadequada do tipo de processador. As características a serem observadas na escolha do processador são:

- ❑ Arquitetura
- ❑ Desempenho
- ❑ Integração de periféricos

Provavelmente a arquitetura seja o fator mais importante a ser levado em conta na escolha. O processamento de sinais em tempo real envolve problemas numéricos que necessitam de uma solução adequada por parte da estrutura interna de processamento aritmético para que o desempenho do controlador seja aceitável. Os problemas mais comuns resultantes de uma escolha inadequada são o erro de quantização, erro de truncamento, oscilações e *overflow*.

O desempenho do processador influencia diretamente o comportamento do controlador. A velocidade com que são executados os ciclos de instrução e as rotinas de multiplicação determina, juntamente com o tempo de conversão A/D, a taxa de amostragem do sistema. A taxa de amostragem deve ser pelo menos de 10 a 20 vezes a largura de banda do sistema. O processador deve terminar de processar o sinal antes da chegada da próxima amostra, ou a informação será perdida. Um atraso computacional excessivo resulta em acréscimo de atraso de fase do sistema afetando a margem de fase e podendo causar a instabilidade do sistema.

O número de periféricos contidos no dispositivo determina características importantes como por exemplo o custo, a simplicidade de projeto, interfaceamento e volume ocupado. Portanto, a presença de dispositivos como *timers*, conversores A/D e D/A, PWMs, *encoders* ópticos entre outros, deve ser levada em conta na escolha do processador.

Dentro da área de controle digital o uso de microcontroladores é restrito a sistemas de baixo desempenho de processamento, pequena largura de banda e algoritmos simples. Evidentemente que, dependendo do microcontrolador em questão o nível de complexidade pode aumentar. A cada dia estão sendo lançados no mercado novos dispositivos com maior poder de processamento matemático com conversores A/D cada vez mais rápidos. Os microcontroladores estão migrando em direção aos DSPs, mudando sua arquitetura interna e aumentando sua capacidade de processamento. Isto faz com que microcontroladores como o PIC17C756 e PIC18Cxxx, lançado em 1999, sejam dispositivos de fronteira. A única desvantagem destes dispositivos, mesmo para sistemas mais simples, é que o seu preço está na mesma faixa de um DSP. A tabela 4.2 dá uma noção de comparação do desempenho de um DSP frente a um microcontrolador.

| | Tempo Total de Conversão | Tempo para execução de uma multiplicação de 16x16 bits |
|------------------|---------------------------------|---|
| DSP – TMS320F243 | 1 μ s | 50 ns @20MHz |
| PIC 17C756 | 32,4 μ s | 4,48 μ s @33MHz |
| PIC 18Cxxx | 24,4 μ s | 3,7 μ s @40MHz |

Tabela 4.2. Comparação de tempo de computação e tempo de conversão A/D.

Na tabela 4.2 fica clara a superioridade do DSP frente aos microcontroladores da série PIC. Os tempos de execução das rotinas de multiplicação são determinantes na área de controle e tratamento de sinais, portanto também devem ser levados em consideração na escolha do componente. Os dados da tabela são para os tempos mínimos de conversão total, no caso dos PICs são para um $T_{AD}=1,6\mu$ s e tempo de aquisição de 10μ s para o PIC 17C756 e de 2μ s para o PIC 18Cxxx. O DSP possui um dispositivo interno (PLL) que utiliza como base a frequência de 5 MHz fornecida pelo cristal externo e a partir dela produz uma frequência de 20 MHz interna na qual são baseadas suas operações.

Os DSPs estão sendo difundidos rapidamente no mercado e as causas para isso são suas características insuperáveis na área de tratamento de sinal e controle em tempo real

juntamente com a queda significativa no preço. A facilidade de obtenção de ferramentas de suporte e a inclusão de dispositivos periféricos fazem com que os DSPs se tornem mais competitivos no mercado atual frente ao microcontroladores disponíveis, pois seus preços são quase equivalentes e o desempenho dos DSPs é significativamente maior.

4.4 Conclusão

Os projetos realizados no capítulo 2 e 3 foram implementados em laboratório em busca da comprovação por resultados práticos dos projetos desenvolvidos. O conversor Boost se apresentou como esperado de modo geral e também o controle por erro complementar, entretanto, o controle tipo PID não foi bem sucedido na primeira etapa. Foram necessários alguns ajustes de bancada para corrigir os coeficientes empregados na equação de diferenças do controlador PID. Após os ajustes, o sistema como um todo apresentou o resultado esperado, ou seja, fator de potência praticamente unitário.

Para ambos os projetos o tempo de amostragem ficou acima do esperado. Para o método de controle tipo PID, o tempo de amostragem obtido foi de $144\mu\text{s}$ e para o controle por erro complementar foi de $120\mu\text{s}$. Idealmente este tempo deveria ser $100\mu\text{s}$, mesmo assim o sistema se comportou adequadamente. Isso mostra que existe uma pequena tolerância na relação entre período de amostragem e período de comutação. Na tentativa de implementar as malhas de tensão de saída e de tensão de entrada ou mesmo de operar o conversor Boost com frequências superiores, esta relação se torna muito grande impedindo a operação adequada do sistema.

A limitação dos microcontroladores no que diz respeito ao tempo total de conversão A/D e às rotinas de multiplicação não permitem a implementação completa de um conversor Boost para correção do fator de potência. Mesmo com o último lançamento da *Microchip*, o PIC18Cxxx, não seria possível atingir a frequência de comutação, a não ser, talvez, frequências de comutação na ordem de 10kHz , o que não apresenta interesse prático. A solução para se obter um conversor Boost operando como pré-regulador com alto fator de potência numa frequência adequada seria o uso de DSP.

De forma geral, as duas técnicas de controle apresentaram bons resultados. E tanto as técnicas de controle como sua implementação são independentes de qual dispositivo

processador que será utilizado, podendo ser empregada também num DSP. Dentre as duas técnicas apresentadas, a técnica de controle por erro complementar se mostra a mais indicada para esta aplicação.

CONCLUSÃO GERAL

O microcontrolador PIC, apesar de ser um dispositivo de alto desempenho, não seria o componente ideal para a aplicação desejada. Um pré-regulador com alto fator de potência com controle por valores médios instantâneos da corrente necessita da utilização de malhas de controle da corrente de entrada e da tensão de saída, juntamente com uma malha direta de controle da tensão de entrada, *feed forward*. Elas se fazem necessárias para que haja uma boa regulação da tensão na carga diante das variações da tensão da rede elétrica e variações da própria carga. O PIC 17C756 não possui capacidade de adquirir e processar todos os dados necessários para a implementação completa do controle do pré-regulador numa faixa de frequência de comutação adequada.

A grande limitação do PIC 17C756 é o tempo empregado na aquisição e conversão de sinais analógicos para digitais. O tempo total de conversão ocupou de 50 a 80% do tempo total de processamento dependendo da estruturação do algoritmo. Desta forma, para um conversor Boost operando como pré-regulador com alto fator de potência, caso em que seriam necessárias três conversões A/D, empregando as configurações para o menor tempo possível, ter-se-iam 87,6 μ s gastos nesta operação, isto sem levar em conta o tempo de processamento matemático dos dados obtidos. Se a frequência de comutação de interesse for de 25 kHz, só o tempo de conversão já seria mais que o dobro do período de comutação, 40 μ s, tornando o projeto inviável face às ondulações na corrente causadas pelo longo período de amostragem.

Embora sejam evidentes os problemas causados pelo tempo de conversão em sistemas em tempo real, o PIC pode ser empregado em sistemas com dinâmicas não tão elevadas, onde o período de amostragem possa estar na faixa de centenas de microssegundos. Em eletrônica de potência, o PIC pode ser utilizado de diversas formas. Alguns exemplos de aplicação para o PIC são o controle da tensão de saída de conversores CC-CC, controle de luminosidade em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, controle de ponto de máxima potência em tempo real, mmpt (*maximum power point tracker*), para sistemas fotovoltaicos, além de supervisão, sinalização e proteção de

sistemas elétricos entre outros. O PIC é um dispositivo muito versátil e simples e possui muitas características valiosas num microcontrolador.

Como proposta de solução para o controle digital do pré-regulador com alto fator de potência empregando o conversor Boost, é sugerido a utilização de um DSP. O emprego deste componente se deve a alta taxa de amostragem que pode ser conseguida e o poder de processamento matemático altíssimo devido à sua arquitetura e instruções projetadas para a aplicação em sistemas de controle em tempo real e tratamento de sinais. Quanto ao algoritmo, sugere-se que seja utilizado a técnica de controle por erro complementar. Com esta técnica pode-se conseguir fator de potência 0,99 com um projeto simples de controle envolvendo somente um controlador tipo proporcional através de um algoritmo de simples implementação.

Enfim, pode-se dizer que a implementação do controle da malha de corrente do conversor Boost operando como pré-regulador com alto fator de potência com frequência de comutação de 10 kHz empregando o PIC 17C756 foi bem sucedida com ambas as técnicas de controle. Restando agora a implementação da malha de tensão de saída e o controle da malha *feed-forward* que não apresentam maiores dificuldades em relação à malha de corrente. Tão logo se possa ter acesso à processadores com o desempenho especificado, pode-se usar os projetos aqui desenvolvidos juntamente com o acréscimo dos controladores da malha direta e da malha de tensão de saída, para se obter um pré-regulador com alto fator de potência com controle totalmente digital.

ANEXO 1 – PROGRAMAS IMPLEMENTADOS

```

;*****
;      UFSC
;      INEP - Instituto de Eletronica de Potencia.
;*****
;      Data:      11 - 11 - 99
;      Titulo:    DIGPID
;      Autor:     Alexandre de Souza Grosse
;      Objetivo:  Realizar a malha de corrente de um conversor Boost
;                utilizando um compensador tipo PID
;
;      R -> sinal de referencia
;      C -> sinal a ser controlado
;      Y -> sinal de saida do controlador integrador
;
;*****
;Cabecalho

      list      p=17c756
      include   <P17c756.inc>

;*****
;Definicoes das variaveis utilizadas

      ACCaLO    equ      1CH
      ACCaHI    equ      1DH
      CTEL      equ      20H
      CTEH      equ      21H
      RES0      equ      22H
      RES1      equ      23H
      RES2      equ      24H
      RES3      equ      25H
      CH        equ      26H
      CL        equ      27H
      RH        equ      28H
      RL        equ      29H
      ERROH     equ      30H
      ERROL     equ      31H
      Y0        equ      32H
      Y1        equ      33H
      Y2        equ      34H
      Y3        equ      35H
      TEMPO     equ      36H

;*****
;Define a posicao da memoria a partir de onde sera armazenado

      org      0x2000
      goto    INICIO

;*****

```

INICIO

;Configura os perifericos
;Liga o modulo AD

```
movlb    5
movlw    0x01
movwf    ADCON0
```

;Configura Tad=1/32Tosc, resultado justificado a esquerda, a/d ports
;todas analogicas, Voltage ref AVdd e AVss

```
movlw    0X40
movwf    ADCON1
```

;*****
;Interrupcoes
;Desabilita todas as interrupcoes

```
movlb    4
bsf      CPUSTA, GLINTD
```

;*****
;Configura Modulo PWM

```
movlb    3
clrf     TCON1
```

;habilita a saida PWM1

```
movlw    0x10
movwf    TCON2
```

;Determina os valores do periodo

```
movlb    2                ;Seleciona banco 1
movlw    0xF9
movwf    PR1              ;Faz PR1=0xF9 -> Fpwm=10 kHz
clrf     TMR1             ;Zera o temporizador
movlb    3                ;Seleciona banco 3
clrf     PW1DCH,1         ;Zera a razao ciclica
clrf     PW1DCL,1
```

;*****
;Determina as condicoes iniciais
;*****

```
clrf     Y0,1
clrf     Y1,1
clrf     Y2,1
clrf     Y3,1
```

```
;*****
;Aguarda o comando externo para iniciar o programa. (Este trecho do
;programa e opcional)
```

```
        movlb    0
        clrf     PORTB
        movlw    0xD7          ;11010111
        movwf    DDRB
        bcf      PORTB,3
        bsf      PORTB,5

RESET
        movlb    0

AGUARDA
        btfsc    PORTB,1
        goto     AGUARDA
        movlb    3
        bsf      TCON2,0      ;Liga o TIMER1
        movlb    0
        bsf      PORTB,3
        bcf      PORTB,5
```

```
;*****
PRINCIPAL
AQUIS
```

```
;-----
;Faz aquisicao no canal 0
;-----
;Para a conversao do canal 0 nao sera chamada a rotina de tempo de
;aquisicao tendo em vista que o proprio tempo de processamento do prgrama
;e suficiente para isso.
```

```
        movlb    5          ;Seleciona banco 5
        bsf      ADCON0,GO   ;Inicia a conversao no canal 0
        nop
        bsf      ADCON0,CHS0 ;Seleciona canal 1 para a proxima
                               ;aquisicao

ESPERA1
        btfsc    ADCON0,GO   ;Espera o termino da conversao
        goto     ESPERA1
        movpf    ADRESH,RH   ;Move o resultado da conversao para
        movpf    ADRESL,RL   ;os registros RH e RL
        bcf      ALUSTA,0
        rrcf     RH,1        ;Ajusta o formato do numeros
        rrcf     RL,1        ;para evitar risco de overflow
        rrcf     RH,1
        rrcf     RL,1
        call     TAD
```

```
;-----
;Faz aquisicao no canal 1
;-----
```

```
        movlb    5          ;Seleciona banco 5
        call     TACQ        ;Chama rotina para tempo de aquisicao
        bsf      ADCON0,GO   ;Inicia a conversao
        nop
        bcf      ADCON0,CHS0 ;Seleciona canal 0 para a proxima
                               ;aquisicao
```

ESPERA2

```
    btfsc    ADCON0,GO      ;Espera o termino da conversao
    goto     ESPERA2
    movfp    ADRESH,CH      ;Move o resultado da conversao para
    movfp    ADRESL,CL      ;os registros RH e RL
    rrcf     CH,1           ;Ajusta o formato do numeros para
    rrcf     CL,1           ;evitar risco de overflow
    rrcf     CH,1
    rrcf     CL,1
```

;*****

;Determina o erro

;Faz ERROx=Rx-Cx

SUB

```
    movfp    CL,WREG
    subwf    RL,0
    movwf    ERROL
    movfp    CH,WREG
    subwfb   RH,0
    movwf    ERROH
```

;*****

;Parcela Integral

;Realiza a equacao de diferencas $u_l(nT) = K_i \cdot T_a \cdot e(nT) + u_l(nT-1)$

```
    movfp    ERROH,ACCaHI
    movfp    ERROL,ACCaLO
    movlw    0x00           ;Valor  $K_i \cdot T_a$  multiplicado por 256
    movwf    CTEH           ;para ajuste decimal
    movlw    0x01
    movwf    CTEL
```

;Faz a multiplicacao de (ACCaHI:ACCaLO)*(CTEH:CTEL)=(RES3:RES2:RES1:RES0)

```
    call     MULT           ;Chama a rotina de multiplicacao
```

;Soma o resultado da multiplicacao com Y e armazena em Y

```
    movfp    RES0,WREG
    addwf    Y0,1
    movfp    RES1,WREG
    addwfc   Y1,1
    movfp    RES2,WREG
    addwfc   Y2,1
    movfp    RES3,WREG
    addwfc   Y3,1
```

;Implementa um limitador para evitar overflow

;Compara o resultado armazenado em Y com o valor maximo
;de razao ciclica permitido, se o resultado for maior,
;faz o resultado igual a razao a maxima razao ciclica,
;senao, prossegue o programa.

```
    clrf     WREG,1
    cpfseq   Y3
    goto     LIMITE
    movlw    0xF9
    cpfslt   Y2
```

```

goto    LIMITE
goto    PROPORCIONAL

```

LIMITE

```

;Faz o valor maximo da parcela integral igual ao valor da razao ciclica
;maxima
;Razao ciclica maxima = 100us (1/10000)
;DC1=PWM1DC/TOSC
;DC1=100u/100n=1000
;Multiplica-se por 256 para ajustar a casa decimal e depois multiplica-se
;por 64 para ajustar a justificacao para os registros de saida PWM,
;assim, tem-se:
;1000*256*64=163840 -> 0XFA0000
;(0XF9FF06)

```

```

    clrf    Y3,1        ;00
    movlw   0xF9        ;FA
    movwf   Y2
    clrf    Y1          ;00
    clrf    Y0          ;00

```

```

;-----
;Parcela Proporcional
;-----

```

;Realiza a equacao de diferencas $u_2(nT) = K_p * e(nT)$

PROPORCIONAL

```

    movfp   ERROH,ACCaHI
    movfp   ERROL,ACCaLO
    movlw   0x04        ;Kp multiplicado por 256
    movwf   CTEH
    movlw   0x80
    movwf   CTEL
    call    MULT

```

;Soma as duas parcelas e armazena em RESx

; $u(nT) = u_1(nT) + u_2(nT)$

SOMA

```

    movfp   Y0,WREG
    addwf   RES0,1
    movfp   Y1,WREG
    addwfc  RES1,1
    movfp   Y2,WREG
    addwfc  RES2,1
    movfp   Y3,WREG
    addwfc  RES3,1
    btfss  RES3,7
    goto    PWM
    clrf    RES1,1
    clrf    RES2,1

```

```
;*****
PWM
```

```
;Para se obter o resultado correto e preciso lembrar que os coeficientes
;Ki-Ta e Kp foram multiplicados por 256, portanto para se obter
;o resultado correto deve-se dividir o resultado por 256, ou seja,
;desprezar o valor armazenado no registro RES0.
;O resultado esta em RES2:RES1, justificado a esquerda em funcao da
;multiplicacao da razao ciclica por 64.
```

```
    movlb    3
    movfp    RES1,PW1DCL
    movfp    RES2,PW1DCH
```

```
;*****
```

```
    goto     PRINCIPAL
```

```
;*****
```

```
=====
;Subrotinas utilizadas
=====
```

```
;Subrotina de multiplicacao de 16 bits
;RES=CTE * ACCa
```

```
MULT
```

```
    movfp    ACCaLO,WREG
    mulwf    CTEL                ;ACCeLO*CTEL -> PRODH:PRODL
    movpf    PRODH,RES1
    movpf    PRODL,RES0
    movfp    ACCaHI,WREG
    mulwf    CTEH                ;ACCeHI*CTEH -> PRODH:PRODL
    movpf    PRODH,RES3
    movpf    PRODL,RES2
    movfp    ACCaLO,WREG        ;Faz adicao cruzada dos produtos
    mulwf    CTEH
    movfp    PRODL,WREG
    addwf    RES1,1
    movfp    PRODH,WREG
    addwfc   RES2,1
    clrf     WREG,1
    addwfc   RES3,1
    movfp    ACCaHI,WREG        ;Faz adicao cruzada dos produtos
    mulwf    CTEL
    movfp    PRODL,WREG
    addwf    RES1,1
    movfp    PRODH,WREG
    addwfc   RES2,1
    clrf     WREG,1
    addwfc   RES3,1
    btfss    ACCaHI,7            ;Testa se ACCe e negativo
    goto     SIGN_CTE
    movfp    CTEL,WREG
    subwf    RES2                ;RES2 -> RES2-CTEL
    movfp    CTEH,WREG
    subwfb   RES3                ;RES3 -> RES3-CTEH
```

```
SIGN_CTE
```

```
    btfss    CTEH,7            ;Testa se ACCe e negativo
    return
```

```

movfp    ACCaLO,WREG
subwf    RES2          ;RES2 - > RES2-CTEL
movfp    ACCaHI,WREG
subwfb   RES3          ;RES3 - > RES3-CTEH
return

```

```

;*****
;Rotina de tempo para aproximadamente 3.2us
; Cada ciclo de maquina tem 400 ns.
; Tad deve ser de 8 ciclos
; calculo aproximado para descobrir TEMPO
; TEMPO=(numero_ciclos - 5)/3
; TEMPO=(8-5)/3=1

```

```

TAD
    movlw    0x01          ;Wreg=01h
    movwf    TEMPO;
TAD1
    decfsz   TEMPO,1        ;Decrementa o tempo
    goto     TAD1
    return

```

```

;*****
;Rotina de tempo para 10us
;Sao necessarios 32 ciclos
; TEMPO=(32-5)/3=9

```

```

TACQ
    movlw    0x09          ;Wreg=0X09
    movwf    TEMPO        ;
TACQ1
    decfsz   TEMPO,1        ;Decrementa o tempo
    goto     TACQ1
    return

```

```

;*****
end

```



```

;*****
;      UFSC
;      INEP - Instituto de Eletronica de Potencia.
;*****
;      Data:      12 - 11 - 99
;      Titulo:    MOCPEC-Tecnica de Controle Por Erro Complementar
;      Autor:     Alexandre de Souza Grosse
;      Objetivo:  Realizar a malha de corrente de um conversor Boost
;                  utilizando o metodo de controle por erro
;                  complementar
;
;      R -> sinal de Referencia
;      C -> sinal a ser Controlado
;*****
;Cabecalho

```

```

list      p=17c756
include   <P17c756.inc>

```

```

;*****
;Definicoes das variaveis utilizadas

```

```

CH        equ      26H
CL        equ      27H
RH        equ      28H
RL        equ      29H
ERROH     equ      30H
ERROL     equ      31H
TEMPO     equ      32H
SREG      equ      33H

```

```

;*****
;Define a posicao da memoria a partir de onde sera armazenado

```

```

org       0x2000
goto     INICIO

```

```

;*****
INICIO

```

```

;Configura os perifericos

```

```

;Liga o modulo AD

```

```

movlb     5
movlw     0x01
movwf     ADCON0

```

```

;Configura Tad=1/32Tosc, resultado justificado a esquerda, a/d ports
;todas analogicas, Voltage ref AVdd e AVss

```

```

movlw     0X40
movwf     ADCON1

```

```

;*****
;Interrupcoes
;Desabilita todas as interrupcoes

        movlb    4
        bsf      CPUSTA, GLINTD

;*****
;Configura Modulo PWM

        movlb    3
        clrf     TCON1

;habilita a saida PWM1

        movlw    0x10
        movwf    TCON2

;Determina os valores do periodo

        movlb    2                ;Seleciona banco 1
        movlw    0xF9
        movwf    PR1              ;Faz PR1=0xF9 -> Fpwm=10 kHz
        clrf     TMR1             ;Zera o temporizador
        movlb    3                ;Seleciona banco 3
        clrf     PW1DCH,1         ;Zera a razao ciclica
        clrf     PW1DCL,1

;*****
;Aguarda o comando externo para iniciar o programa

        movlb    0
        clrf     PORTB
        movlw    0xD7             ;11011111
        movwf    DDRB

RESET
        movlb    0

AGUARDA

        bsf      PORTB,5
        btfsc    PORTB,1
        goto     AGUARDA
        movlb    3
        bsf      TCON2,0          ;liga o TIMER1
        movlb    0
        bsf      PORTB,3
        bcf      PORTB,5

```

```
;*****
PRINCIPAL
```

```
AQUIS
```

```
;-----
;Faz aquisicao no canal 0
;-----
```

```
        movlb    5                ;seleciona banco 5
        call     TACQ
        bsf      ADCON0,GO        ;inicia a conversao no canal 0
        nop
        bsf      ADCON0,CHS0      ;seleciona canal 1 para a proxima
                                   ;aquisicao
```

```
ESPERA1
```

```
        btfsc    ADCON0,GO        ;espera o termino da conversao
        goto     ESPERA1
        movpf    ADRESH,RH        ;Move o resultado da conversao para
        movpf    ADRESL,RL        ;os registros RH e RL
        call     TAD
```

```
;-----
;Faz aquisicao no canal 1
;-----
```

```
        nop
        call     TACQ
        bsf      ADCON0,GO        ;inicia a conversao no canal 1
        nop
        bcf      ADCON0,CHS0      ;seleciona canal 0 para a proxima
                                   ;aquisicao
```

```
ESPERA2
```

```
        btfsc    ADCON0,GO        ;espera o termino da conversao
        goto     ESPERA2          ;vai para espera
        movpf    ADRESH,CH        ;Move o resultado da conversao para
        movpf    ADRESL,CL        ;os registros RH e RL
        call     TAD
```

```
;*****
;Controle por Erro Complementar
;*****
;O algoritmo consiste em fazer o seguinte:
;ERRO = (C - R)
;RAZAO_CICLICA = RAZAO_CICLICA_max - ERRO
;Para facilitar a aritmetica do programa o algoritmo foi implementado da
;seguinte forma:
;ERRO = (R - C)
;RAZAO_CICLICA = RAZAO_CICLICA_max + ERRO
;Proporcionando o mesmo resultado
```

```
;Determina o erro
;ERRO= R-C (o erro vai ser negativo)
```

```
        movfp    CL,WREG
        subwf    RL,0
        movwf    ERROL
        movfp    CH,WREG
        subwfb   RH,0
        movwf    ERROH
        clrf     SREG,1
```

```

        clrf      WREG,1
        subwfb    SREG,1

;Soma a diferenca dos sinais com a maxima razao ciclica
;RAZAO_CICLICA = RAZAO_CICLICA_max + ERRO
;O resultado e armazenado no registro ERROH:ERROL

        clrf      WREG,1
        addwf     ERROL,1
        movlw     0xFA
        addwfc    ERROH,1
        clrf      WREG,1
        addwfc    SREG,1
        btfss     SREG,7
        goto      PWM
        clrf      ERROH,1
        clrf      ERROL,1

;*****
PWM
        movlb     3
        movfp     ERROL,PW1DCL
        movfp     ERROH,PW1DCH
        goto      PRINCIPAL

;*****
;Subrotinas utilizadas
;*****
;Rotina de tempo para aproximadamente 3.2us
;Cada ciclo de maquina tem 400 ns.
;Tad deve ser de 8 ciclos
;calculo aproximado para descobrir TEMPO
;TEMPO=(numero_ciclos - 5)/3
;TEMPO=(8-5)/3=1

TAD
        movlw     0x01          ;Wreg=01h
        movwf     TEMPO;

TAD1
        decfsz    TEMPO,1       ;Decrementa o tempo
        goto      TAD1
        return

;*****
;Rotina de tempo para 10us
;Sao necessarios 32 ciclos
; TEMPO=(32-5)/3=9

TACQ
        movlw     0x09          ;Wreg=0X09
        movwf     TEMPO        ;

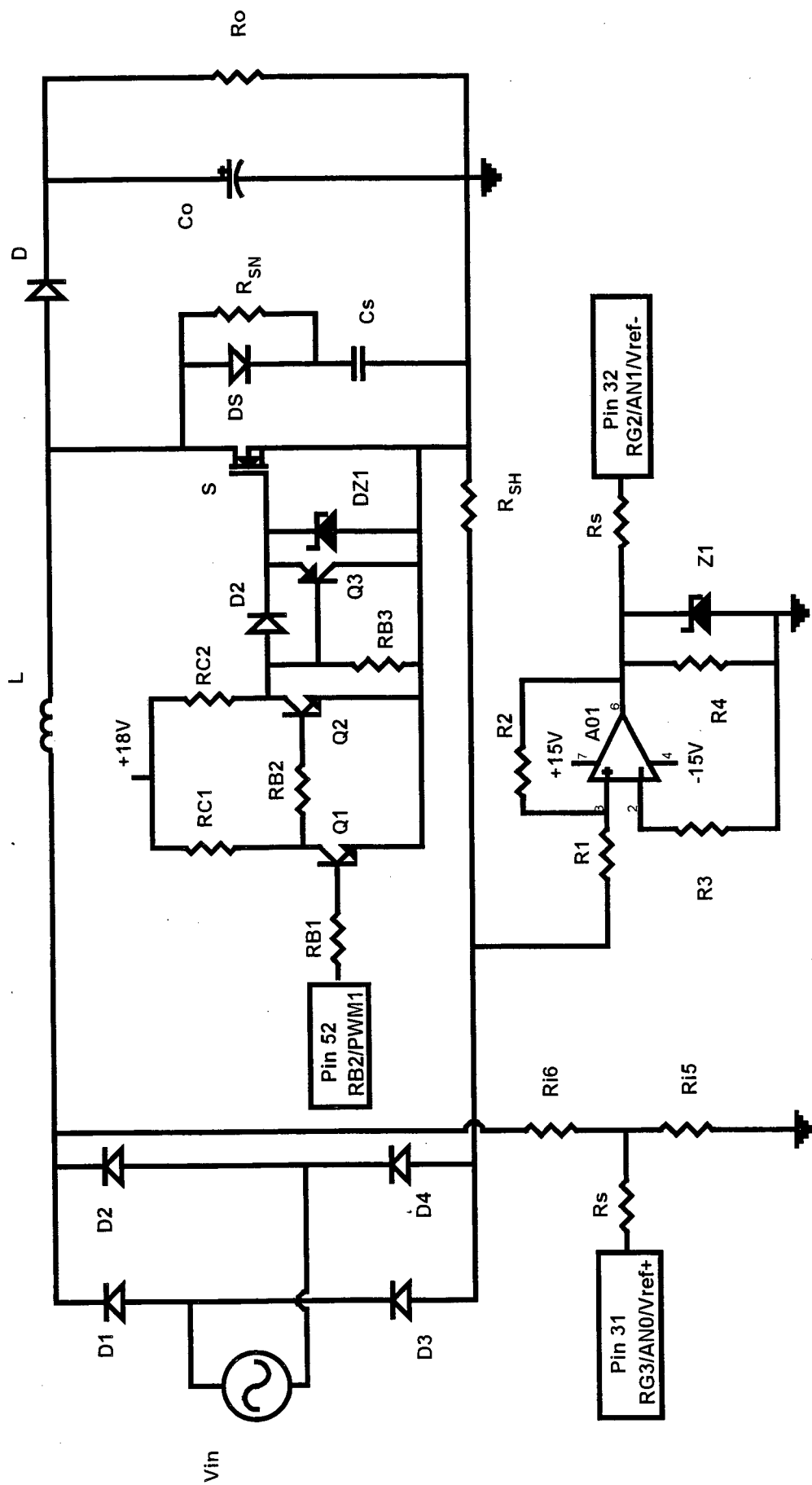
TACQ1
        decfsz    TEMPO,1       ;Decrementa o tempo
        goto      TACQ1
        return

;*****

end

```

ANEXO 2 – ESQUEMA DO CIRCUITO



Esquema do circuito implementado.

Lista de componentes

| Nome | Componente |
|-----------------|--|
| A01 | LF351 |
| Co | 220 μ F / 400V |
| Cs | 15 nF |
| D | MUR 450 |
| D1 | 1N5404 |
| D2 | 1N5404 |
| D2 | 1N5404 |
| D3 | 1N5404 |
| D4 | 1N5404 |
| DS | MUR450 |
| DZ1 | 1N4744 (15V/1W) |
| Q1 | 2N2222A |
| Q2 | 2N2222A |
| Q3 | 2N2907A |
| R1 | 10 k Ω |
| R2 | 150 k Ω (recomenda-se um potenciometro) |
| R3 | 10 k Ω |
| R4 | 10 k Ω |
| RB1 | 820 Ω |
| RB2 | 820 Ω |
| RB3 | 1 k Ω |
| RC1 | 330 Ω |
| RC2 | 110 Ω |
| Ri5 | 12 k Ω (recomenda-se um potenciometro) |
| Ri6 | 820 k Ω |
| Ro | 320 Ω |
| Rs | 10 k Ω |
| R _{SH} | 0,1 Ω |
| R _{SN} | 470 Ω |
| S | IRFP 460 |
| V _{in} | 220 V rms |
| Z1 | Diodo zener - 5,1 V / 1W |

ANEXO 3 – CIRCUITO DE COMANDO SUGERIDO

Circuito de Comando Sugerido

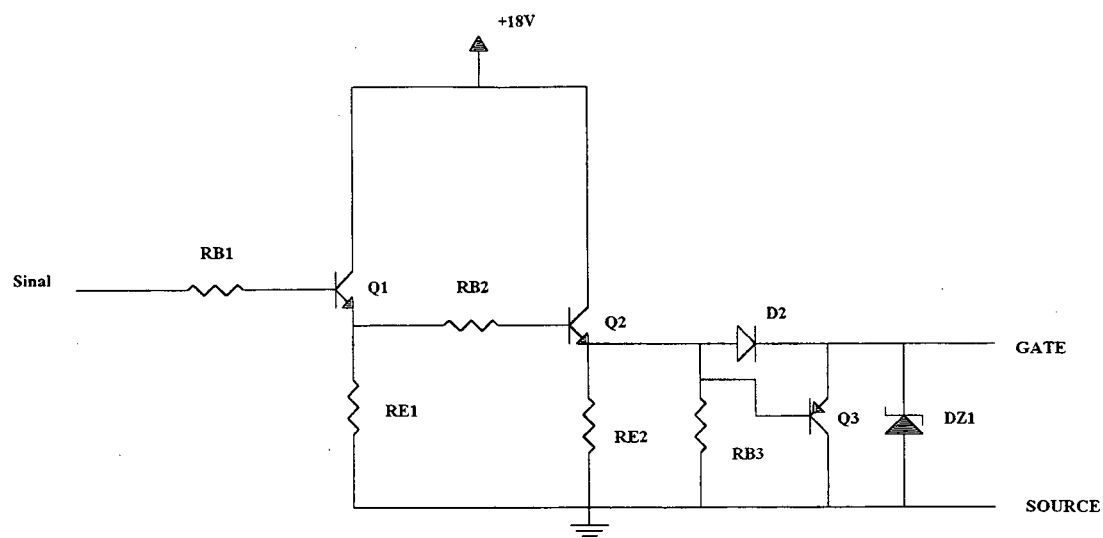


Figura A2. Circuito de comando sugerido

Para uma futura implementação sugere-se o uso do circuito de comando mostrado na figura A2. Este circuito apresenta melhorias no tempo de subida e descida do sinal fazendo com que a comutação se torne mais rápida e portanto diminuindo as perdas. Além disso o circuito apresenta um aproveitamento melhor da energia da fonte em relação ao apresentado no capítulo 2.